TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

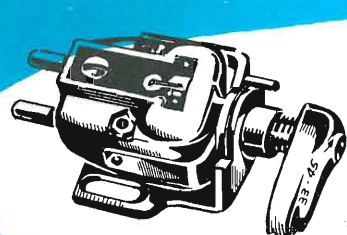
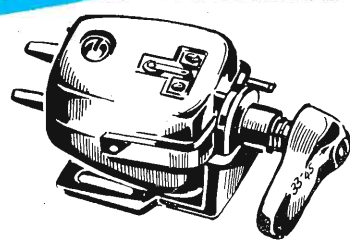
NUMERO 8

LIRE 350

Anno XXX - Agosto 1958

CARTUCCE A RILUTTANZA VARIABILE

Goldring

THE GOLDRING MFG. CO.
(GREAT BRITAIN) LTD.

CARATT. TECNICHE	*Mod. n° 500*	*Mod. n° 600*
Punta zaffiro p. 78 giri (verde)	0,0025 poll. rad.	0,0025 poll. rad.
Punta zaffiro o diam.te p. micros.co (rossa)	0,00 poll. rad	0,00 poll. rad.
Pressione normale	7 grammi	7 grammi
Massa effett. alla punta	3,5 mmgr.	2 mmgr.
Uscita media	3/2 mV p. cm/sec.	3/2 mV p. cm/sec.
Resistenza allo c.c.	1 Kohm	1 Kohm
Impedenza	3800 Ohm	5400 Ohm
Risposta	sostanzialmente lineare fra 20 e 20.000 Hz.	lineare tra 20 e 21.000 Hz. ±.2 dB

ANDEL

IL PARERE DI ESPERTI DI RINOMANZA MONDIALE:
HILARY DUNN su "RECORD REVIEW" *scrive sulla cartuccia n° 500:*
"LA MIGLIORE CARTUCCIA SUL MERCATO A PREZZO ACCESSIBILE.."
P. WILSON su "THE GRAMMOPHONE" *definisce la cartuccia n° 600:*
"UNO STRUMENTO DI PRECISIONE E SENSIBILITA' SCIENTIFICA... COME NESSUN ALTRO COSÌ VICINO ALLA PERFEZIONE..."

Mod. **T.R.1** PER DISCHI FINO A 12"

BRACCI PROFESSIONALI

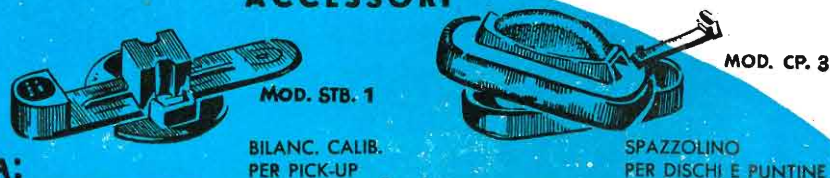
CARATTERISTICHE TECNICHE

- Costruiti sul principio del bilanciamento contrappeso, senza l'uso di molle, con tutti i movimenti montati su sfere, consentono una perfetta riproduzione anche con dischi eccentrici o contorti.
- La pressione della punta, indicata in grammi su scala calibrata, è regolabile rapidamente ed esattamente per mezzo di un peso scorrevole

Mod. **T.R.2** PER DISCHI FINO A 16"

DIMENSIONI

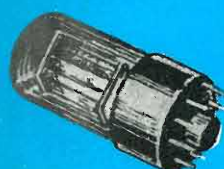
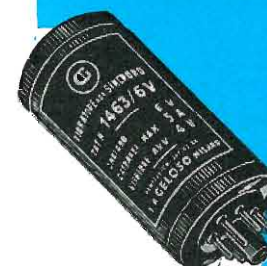
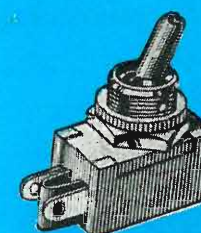
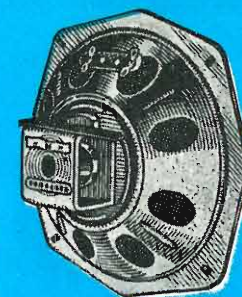
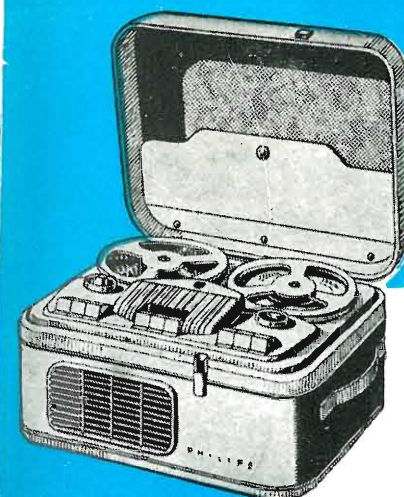
	MOD. TR. 1	MOD. TR. 2
Lunghezza max del braccio	mm. 292	mm. 393,5
Lunghezza di fissaggio (dal perno del piatto girevole al centro del piedestallo)	mm. 222	mm. 317,5
Altezza max dal piano del motore	mm. 89	mm. 89
Lunghezza dal centro del piedestallo alla puntina	mm. 233	mm. 328,5
Elevazione angolare	gradi 19,5	gradi 16,5
Arco di spostamento lineare	mm. 82,5	mm. 96,5

ACCESSORI

MOD. STB. 1
BILANC. CALIB. PER PICK-UP

MOD. CP. 3
SPAZZOLINO PER DISCHI E PUNTINE

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI - GENOVA

VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TEL. 83'465 - TELEG. PASIROSSI
MILANO : VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 TEL. 278'855

Per i costruttori
Per i radioriparatori
Per gli amatori
Per i rivenditori
e per tutti i tecnici

MELCHIONI S.p.A.

dispone
di un vastissimo assortimento di parti staccate, vaivole, cinescopi, strumenti di misura, registratori, amplificatori, minuterie ecc.

Nel grande Magazzeno di MILANO
VIA FRIULI 16/18 - Telefono 58 58 93

la più grande ed aggiornata scelta di tutti i componenti elettronici

Vendita anche per corrispondenza su ordinazioni con Catalogo.

Richiedete a mezzo dell'unito modulo il CATALOGO GENERALE e Listini che vi saranno inviati **gratuitamente**

Spett. Ditta MELCHIONI **ATV**
Via Friuli 16/18 - MILANO

Vi prego volermi inviare il Vs/ Catalogo Generale illustrante i Vs/ prodotti.

COGNOME.................................... NOME....................................

VIA.................................... N...... CITTÀ....................................

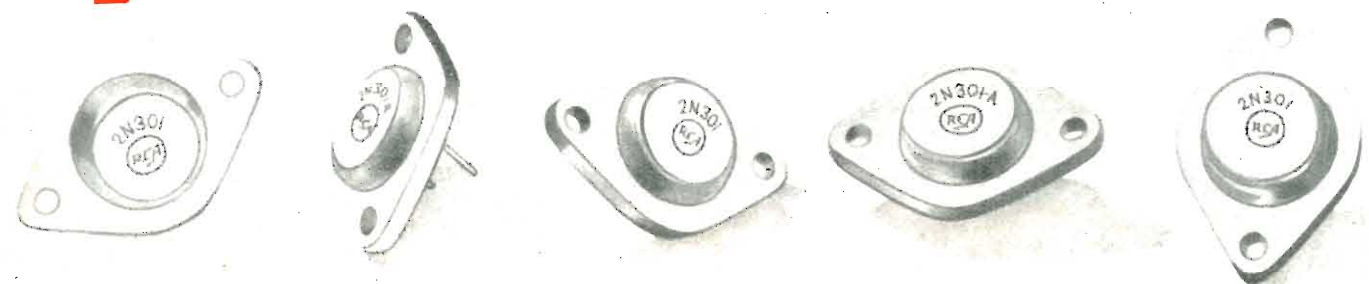
CARATTERISTICHE	Mod. P. 5200	Mod. P. 3064	Mod. UL2	Mod. CFB
COSTRUZIONE E FINITURA	Schermatura normale	Tipo C-CORE - Grani orientati	Grani orientati - Completamente schermato.	Grani orientati - Completamente schermato.
CARICO ANODO - ANODO 4 tipi diversi c.s.:	K.ohm 9-12; 7-9; 5-7; 3-5	K.ohm 10-12; 6,6-9; 4-5; 2-3	K.ohm 10-12; 6,6-9; 4-5; 2-3	K.ohm 10-12; 6,6-9; 4-5; 2-3
POTENZA	20 W a 30 Hz distorsione minore dell'1%	20 W c. dist min. dell'1%	50 W a 60 Hz o 14 W a 30 Hz dist. min. del 0,5%	60 W da 30 Hz a 30 KHz dist. min dell'1% senza controreazione negativa.
CARICO SECONDARIO	4 sezioni p. impedenze di 0,95; 3,8; 8,5; e 15 ohm	4 sezioni p. impedenze di 0,95; 3,8; 8,5 e 15 ohm	4 sezioni p. impedenze di 0,95; 3,8; 8,5; e 15 ohm	8 sez. da connett. in varie combinaz. per imped. di 0,95 - 3,8 - 8,5 - 15,2 - 23,8 - 34,2 - 44,7 - 60,9 ohm.
RISPOSTA DI FREQUENZA	piatta ± ½ dB da 20Hz a 30 Khz	piatta ± ½ dB da 30 Hz a 30 Khz	piatta ± ½ dB da 30 Hz a 30 Khz	piatta ± ½ dB da 10 Hz e 30 Khz
DIMENSIONI	cm. 8 x 8,5 x 10,5	cm. 7 x 7 x 8	cm. 8,5 x 8 x 9	cm. 14 x 12,5 x 12
PESO	Kg. 3 circa	Kg. 1 circa	Kg. 1,5 circa	Kg. 5 circa

NOTA. - I mod. P. 3064 e CFB, se forniti con prese al 43% del primario per il funzionamento in circuito ultralineare, vengono denominati risp. mod. **T/P.3064 e T/CFB.** I mod. P 5200 e UL2 sono esclusivamente costruiti per funzionamento in circ. ultralineare: il primo con prese al 43% per i tipi da 9-12 e 7-9 Kohm e al 20% per i tipi da 5-7 e 3-5 Kohm: il secondo con prese al 43% per tutte le impedenze previste.

A richiesta si forniscono schemi per la costruzione di amplificatori e preamplificatori Hi.Fi particolarmente studiati per l'impiego dei trasformatori d'uscita « PARTRIDGE » in circuito ultralineare.

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:
PASINI & ROSSI
GENOVA - VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31
TELEF. 83465 - TELEGR. PASIROSSI
MILANO - VIA A. DA RECANATE, 4 TEL. 278855

I Transistori di potenza RCA 2N301 2N301A

possono dare oggi

5 Watt - classe A

I Transistori di potenza RCA, tipo 2N301 e 2N301A vengono ora prodotti con un notevolissimo margine di potenza sul valore di catalogo finora garantito.

Essi possono dare una potenza di uscita di 5 W. in classe A, alla temperatura di 80°C.

La RCA annuncia inoltre tre nuovi tipi di transistori di potenza, 2N176, 2N351 e 2N376.

Usando i transistori di potenza RCA è quindi possibile costruire degli amplificatori di bassa frequenza senza far uso di nessun tubo elettronico, con i vantaggi di robustezza, praticità e sicurezza che derivano dall'uso di soli elementi amplificatori metallici a bassa temperatura.

VALORI LIMITE				CONDIZIONI TIPO		
				Classe A		Classe B
Tipo	Dissipazione di collettore Watt (80°C)	V.max. CB Volt	Ic max. Amp.	Potenza di uscita massima Watt	Guadagno db	Potenza di uscita max. (2 transist.) Watt
2N301	**11**	**—40**	**—3**	**5**	**33 a 5 watt**	**12**
2N301-A	**11**	**—60**	**—3**	**5**	**33 a 5 watt**	**12**
2N176	10	—40	—3	2	35.5	—
2N351	10	—40	—3	4	35.5	—
2N376	10	—40	—3	4	35	—

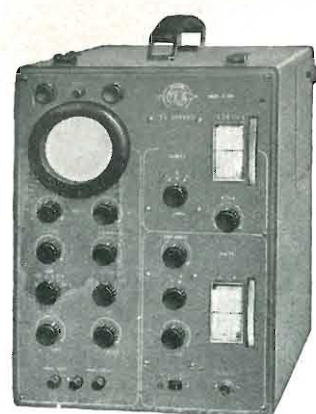
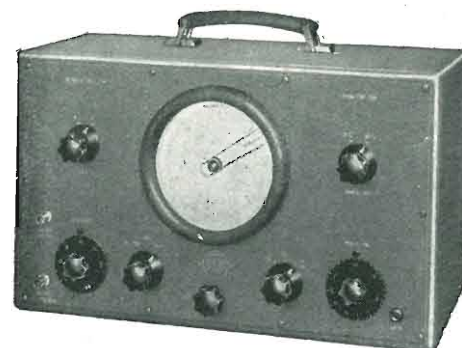
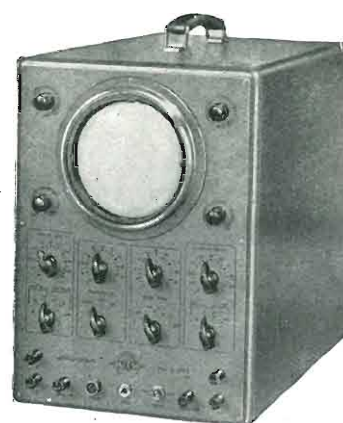
marca depositata

RADIO CORPORATION OF AMERICA

MILANO: *Silverstar Ltd.*
Via Visconti di Modrone, 21.

ROMA: L. BAVIERA
Via F. Denza, 9.

TORINO: SICAR
Corso Matteotti, 3

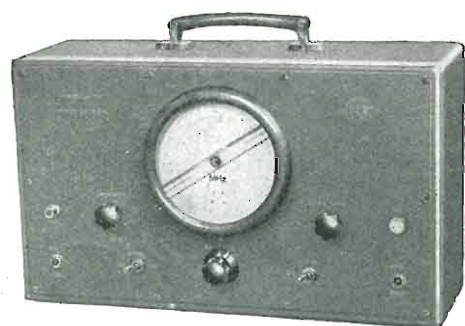
STRUMENTI DI MISURA

SERVICE TV-FM - Mod. S 655

GENERATORE FM - Mod. FM 156

OSCILLOGRAFO a larga banda
Mod. O 1253

ANALIZZATORE UNIVERSALE
20.000 Ω/V - Mod. A 454

MILANO
VIA MOSCOVA 40/7 - TEL. 667.326

VOLTMETRO ELETTRONICO
Mod. VE 154

GENERATORE MARKER TV-FM

NUOVO CATALOGO 1958

MISURATORE INTENSITÀ di CAMPO
Mod. MC 354

OSCILLATORE
MODULATO
Mod. O 254

GENERATORE
SWEEP TV-FM
Mod. 654

Visitateci alla Mostra Nazionale Radio TV - stand 40
" " Fiera del Levante di Bari - stand 43

presenta alla XXIV Mostra Nazionale Radio - Televisione - Elettrodomestici nel Posteggio 48 del Salone Componenti la propria nuova produzione di **Condensatori** ed **altri componenti** in esclusiva per l'Italia

QUALITÀ MICROFARAD - PREZZI EUROPEI

(CLICHÈ C.S.F. - BOUILLOT)

per informazioni dettagliate rivolgersi agli agenti ed uffici commerciali MICROFARAD
AT5

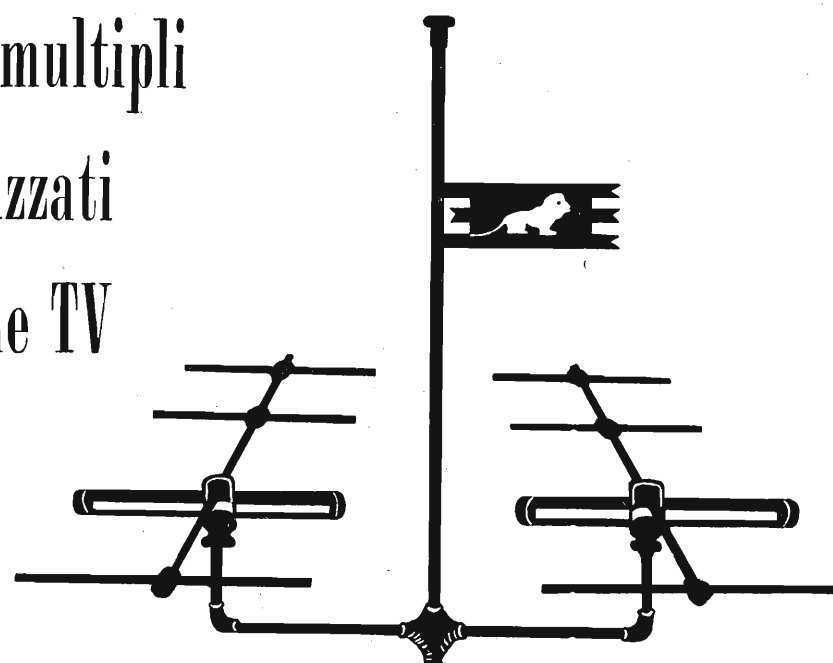
MICROFARAD S.p.A.
Capitale L. 300.000.000
Telef. 370.077 - 370.114
Via Derganino 18-20
MILANO - 842 - ITALIA

LIONELLO NAPOLI - MILANO

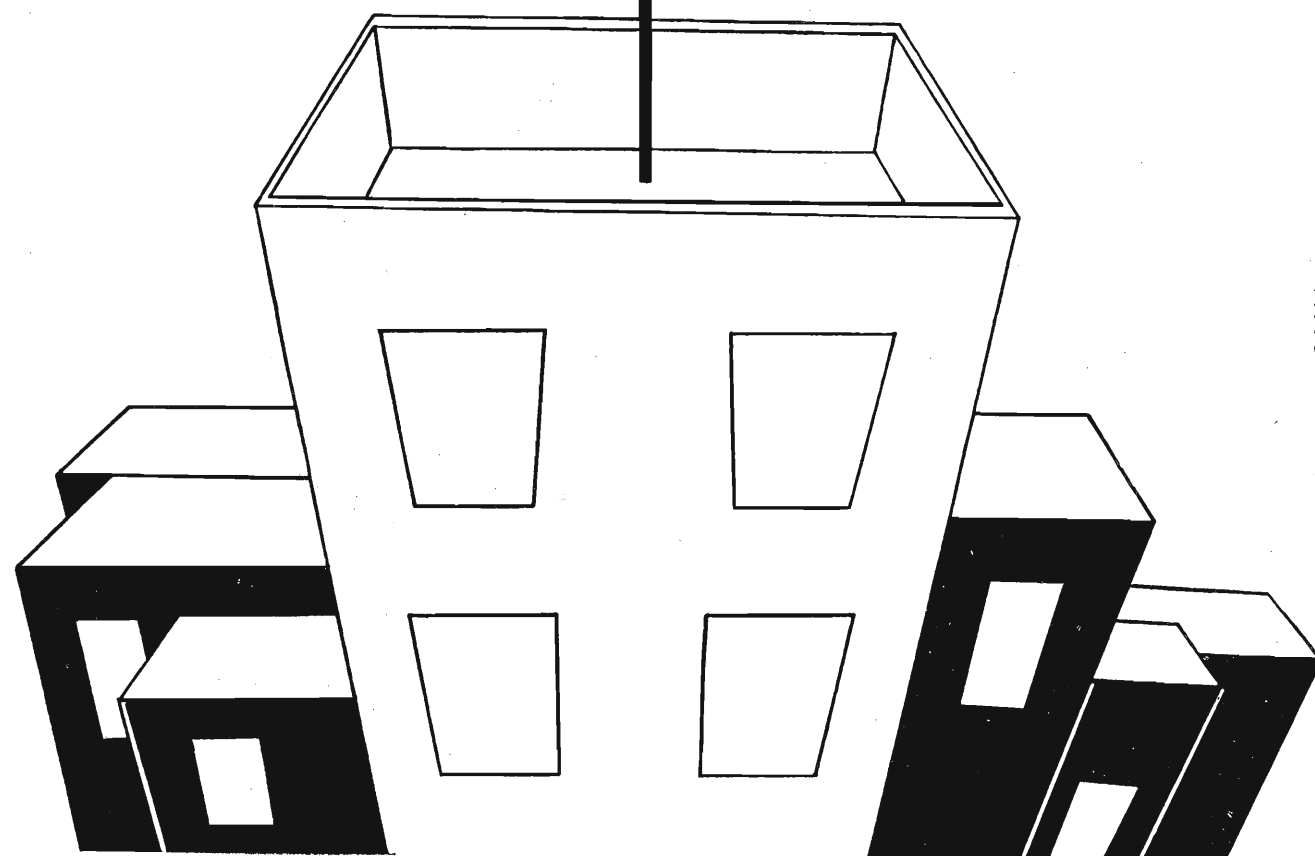
UFFICI VIALE UMBRIA, 80 TELEFONO 573.049 - OFFICINA VIA BOVISASCA, 195 - 75 TELEFONO 970.303

impianti multipli

e centralizzati

di antenne TV

TUTTI GLI ACCESSORI
PER IMPIANTI TV

SACCHI

3/58

Nella vostra casa

Musikus D

automatisch

Nuova valigia fonografica con amplificatore di elevati pregi acustici munita di cambiadischi automatico con comandi a tastiera - riproduzione consecutiva fino a 10 dischi (17-25-30 cm.) - 4 velocità (16 - 33 - 45 - 78 giri) - rivelatore a cristallo a punta di zaffiro - comandi: start - ripetizione - rifiuto - pausa. (alimentazione a c. a. da 110 a 220 V.)

La valigia Musikus può essere fornita anche con semplice giradischi TP 501

★★

GIRADISCHI

TELEFUNKEN

in valigetta mod. TP 501/v

Valigia fonografica contenente un giradischi Telefunken TP 501/c - 4 velocità (16 - 33 - 45 - 78 giri). La valigia funziona mediante allacciamento a qualsiasi radioricevitore. (alimentazione a c. a. da 110 a 220 V.)

TELE FUN KEN

Radiotelevisione

TELEFUNKEN

la marca mondiale

TELEFUNKEN Radio Televisione S. p. A. - MILANO - Piazza Bacone, 3 - Tel. 278.556 (aut.)

SIMPSON

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

ECCO IL **NUOVO 260!**

Con molte caratteristiche nuove che lo migliorano e lo rendono più utile di prima

NUOVE CARATTERISTICHE

Commutatore per l'inversione delle polarità: rende le misure in c.c. più semplici e veloci .... nessuna inversione dei cordoni.

Nuove portate: 50 Microampere-250 Millivolt: rendono possibili misure più sensibili.... campo di misura delle correnti esteso in sei facili portate.

Scale in due colori (Nero e Rosso): per letture rapide e minore facilità di errori.

Circuiti meno caricati: la sensibilità delle portate di tensione in c.a. elevata a 5.000 ohm-per-volt.

Portate in DBM di uso frequente: —20 DBM a +50 DBM, 1 milliwatt in 600 ohm.

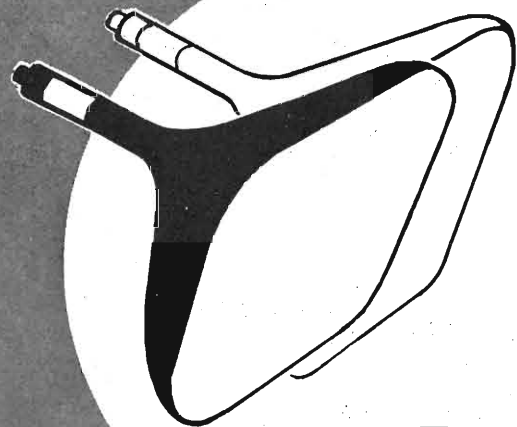
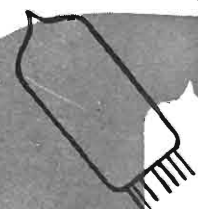
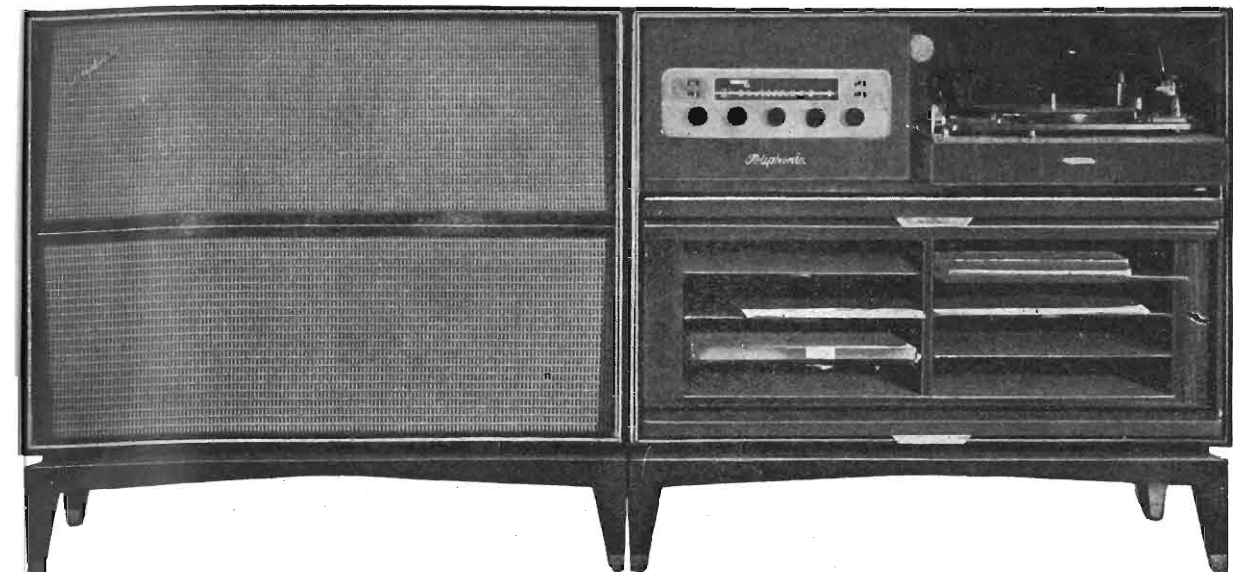
Aumentato il campo di frequenza nelle misure in c.a.: 5 a 500.000 p/s.

Raddrizzatore a doppia semionda: fornisce misure di tensione in c.a. più precise.
Robusto circuito stampato.

PORTATE:

Volt. c.c. (20.000 ohm/V.): 250 mV., 2,5-10-50-250-1000-5000 V.
Volt c.a. (5.000 ohm/V.): 2,5-10-50-250-1000 - 5000 V.
Volt c.a. (con un condensatore interno in serie da 0,1 μf): 2,5-10-50-250 V.
Decibels: da —20 a +50 db. in 4 portate.
Ohm: 0-2.000 ohm, 0-200.000 ohm; 0-20 megaohm.
Microampere c.c.: 50 - **Milliampere** c.c.: 1-10-100-500 - **Ampere c.c.:** 10.

IL TESTER PIÙ VENDUTO NEL MONDO (SINO AD OGGI 3/4 DI MILIONE DI ESEMPLARI)

Agente Esclusivo per l'Italia: **Dott. Ing. MARIO VIANELLO** - Via L. Anelli, 13 - **Milano** - Tel. 553.081 - 553.811

LA CATENA DELLA FEDELTA' MUSICALE !!!

FESTIVAL

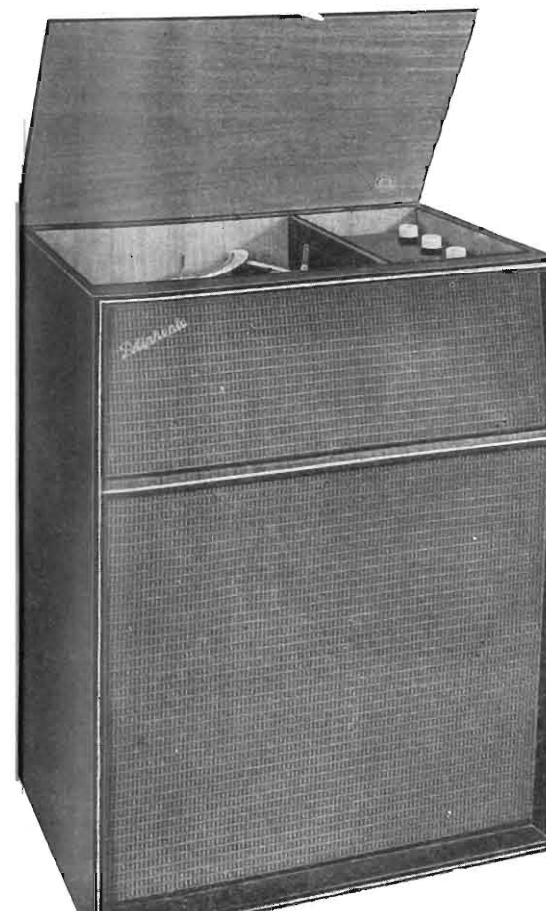
Il più imponente radiofono sinora presentato. Due mobili separati affiancabili o savrapponibili, discoteca con piani in cristallo estraibili. Riproduzione acustica superba, ineguagliabile; soddisfa le esigenze dei più raffinati amatori di musica riprodotta. Tutte le più moderne applicazioni:

— preamplificatore ed amplificatore BF
— agganciamento automatico della stazione in FM
— prese ausiliarie per registrazione e televisore
— selettore dei canali acustici
— comandi del profilo fisiologico, toni alti e bassi, equalizzatore di registrazione.

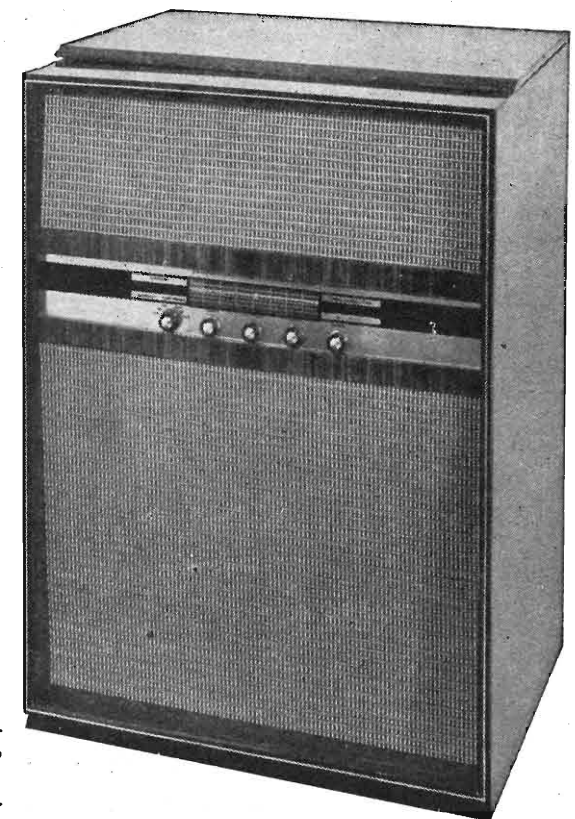
Esecuzione di gran lusso.

— 15 Watts di potenza di uscita.
— Controllo visivo della potenza e della distorsione.

CONCERTO

— Apparecchio « Alta Fedeltà » in unico mobile consolle.
— Cassa acustica a chiusura ermetica (Sospensione pneumatica) brevettata.
— Tre altoparlanti.
— Tutti i dispositivi tecnici che distinguono un riproduttore Alta Fedeltà Antifruscìo - Antifondo - Compensatore di canali - Regolatori visivi di tonalità.
— Qualità di riproduzione musicalmente perfetta.
— Viene fornito con sintonizzatore AM/FM, oppure solo fono.
— Potenza di uscita: 12 Watt.

MELODY FONO - RADIO FM Novità 1958

Apparecchio « Vera Alta Fedeltà » tanto in fono che in radio FM.

— 12 Watt di potenza in uscita.
— Amplificatore in controfase assolutamente lineare: 20 - 20.000 cps. a grande riserva di potenza.
— Tre altoparlanti incorporati (più uno eventuale di riverberazione).
— Cassa acustica a chiusura ermetica (Sospensione pneumatica brevettata).
— Equalizzazione delle curve di registrazione.
— Testina a peso ridotto di elevata compiacenza.
— Dispositivo per la riproduzione stereofonica.

riproduttori acustici
serie Vera Alta Fedeltà

PRODEL S.p.A. milano via aiaccio, 3 - tel. 745477

8

AGOSTO 1958

XXX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Comitato di Redazione

prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

IL ROSTRO

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Pag.

Editoriale

Televisione

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

l'antenna TV AGOSTO 1958 8

Aspetti Europei della TV a Colori

Da parecchi anni si va parlando della TV a colori e si è sempre detto che sarebbe occorso un lungo periodo di ulteriori ricerche e prove sperimentali prima di poterla introdurre nell'uso pratico alla stessa stregua della attuale TV in bianco-nero.

Gli anni sono passati, ne sono anzi passati già più di sei dal giorno in cui gli U.S.A. decisero l'adozione ufficiale del noto sistema N.T.S.C. ed in questo frattempo i maggiori laboratori scientifici ed industriali di tutto il mondo hanno lavorato accanitamente e sistematicamente per giungere a dei risultati che sono stati esposti e discussi all'ultimo consesso del C.C.I.R. (l'organo consultivo ufficiale del vari Governi interessati) riunitosi a Mosca nello scorso mese di Maggio.

Ma prima di esporre in modo sommario e sintetico le conclusioni generali di tale riunione, non posso fare a meno di manifestare quel senso di desolato disappunto che assale noi tecnici nell'apprendere che fra i 10 Paesi presenti a tale riunione la sola Italia non aveva nulla da dire sulla TV a colori inquantochè nulla, assolutamente nulla era stato fatto in tale campo, mentre altre Nazioni quali gli U.S.A., l'Inghilterra, la Francia, la Russia, il Giappone, la Germania occidentale, l'Olanda, la Romania, la Cecoslovacchia e la Jugoslavia, avevano svolto un'attività tecnica sperimentale più o meno importante.

Non possiamo dimenticare che l'Italia all'inizio dell'attività televisiva nell'immediato di quest'ultimo dopo-guerra ha giuocato un importantissimo ruolo d'avanguardia nella scelta e nell'adozione dell'attuale standard europeo a 625 righe d'analisi.

Purtroppo non abbiamo saputo conservare questa ambita supremazia tectecnico-morale anche nel campo del colore, lasciandoci largamente superare in iniziative da parecchie altre nazioni meno qualificate di noi ed accostatesi alla TV dopo di noi.

Dopo queste amare riflessioni, vediamo ora in rapida sintesi quale è l'attuale situazione mondiale della TV a colori.

Già parecchi mesi or sono avevo riferito in questa stessa sede, sui risultati conseguiti in un importante congresso tecnico internazionale sulla TV a colori, tenutosi nel luglio dello scorso anno a Parigi.

A tale Congresso, al quale avevano partecipato i maggiori tecnici specialisti sull'argomento, del mondo intero, spetta principalmente il merito di aver messa in evidenza l'unanimità delle tendenze verso il sistema americano N.T.S.C. opportunamente adattato alle caratteristiche tecniche dei vari standard TV.

La recente riunione su accennata del C.C.I.R. se proprio non ha portato, come era nell'aspettativa di molti ad una vera e propria unificazione ufficiale dello standard a colori N.T.S.C. per alcune divergenze, più di aspetto formale e di tempo, che di sostanza tecnica, fra alcuni dei membri partecipanti, ha però dato una ulteriore conferma che il sistema N.T.S.C. costituisce oggi l'unica possibile soluzione pratica ed efficiente della TV a colori.

Si può affermare ormai con sicurezza che la TV a colori è finalmente uscita dal periodo sperimentale e può essere seriamente presa in considerazione per un regolare servizio di televisione pubblica.

L'unico punto critico di tutta la catena « presa - riproduzione » è costituito ancora dal tubo catodico tricromico. Fra le varie soluzioni prospettate in tempi anche recenti, il tipo a maschera forata (shadow mask) è quello ormai dimostratosi il migliore, nonostante le tuttora esistenti difficoltà costruttive e di regolazione (difficoltà comunque abbastanza facilmente superabile in pratica).

(il testo segue a pag. 380)

L'Amplificazione a Video Frequenza

In questo terzo ed ultimo articolo relativo agli amplificatori a larga banda a video frequenza seguono alcuni esercizi interamente svolti con l'applicazione numerica dei metodi e delle formule contenuti nei due articoli precedenti. Gli esercizi consentiranno di raggiungere rapidamente risultati pratici.

dott. ing. Antonio Nicolich

9. - TUBI ELETTRONICI USATI COME AMPLIFICATORI VIDEO.

Un tubo per l'amplificazione della banda video deve presentare grande pendenza G_m, allo scopo di ottenere un'amplificazione notevole ad onta delle basse resistenze di carico imposte dalla capacità distribuita del circuito. Al contrario le capacità interelettrodiche devono essere le più piccole possibile per permettere di adottare resistenze di carico più alte per una data caratteristica di risposta in frequenza. Detti: C_u = capacità d'uscita, C_i = capacità statica d'entrata, C_{ga} = capacità griglia-placca, A = guadagno dello stadio, il rapporto della mutua conduttanza alla capacità totale, fornisce un coefficiente di merito α per un dato tubo elettronico:

$$\alpha = \frac{G_m}{C_u + C_i + C_{ga}(1 + A)} \qquad [80]$$

in cui $C_{ga}(1 + A)$ è la capacità aggiunta a quella statica nel circuito di griglia e dovuta all'effetto Miller in condizioni dinamiche del tubo, ossia quando funge da amplificatore del segnale impresso sulla griglia. I pentodi hanno coefficienti α maggiori dei triodi. Questi ultimi presentano però minore rumore di fondo dei tubi plurigriglia, perciò sono da preferirsi nei primi stadi d'amplificazione video quando si a che fare con segnali molto deboli (come avviene nella catena degli amplificatori di una telecamera), per ottenere un maggior rapporto segnale-disturbo.

I tubi di recente costruzione tipo rim-lock, o meglio ancora tipo miniatura, hanno piccole capacità interelettrodiche. Negli stadi di potenza di uscita video di un modulatore o di un ricevitore, ha maggior interesse usare un tubo capace di fornire la intensità richiesta per il segnale, piuttosto che il coefficiente di merito; si ricorre allora a tubi di potenza a fascio tipo 6V6, 6L6, oppure a pentodi tipo EL41, EL84, EL34 etc. In questi casi la resistenza interna R_i del tubo, come per i triodi, è abbastanza bassa, perciò la resistenza di carico R_c non è più trascurabile di fronte a R_i; di ciò bisogna tener conto nel computo dell'amplificazione dello stadio, che non è più dato semplicemente dal prodotto della G_m per la resistenza di carico R_c, ma è dato dalla formula generale valevole per triodi, tetrodi e pentodi di bassa R_i:

$$A = \frac{\mu R_c}{R_i + R_c}$$

Fig. 36 - Metodi di eliminazione dei disturbi. *a)* Accoppiamento al catodo del T.R.C. *b)* Stadio limitatore supplementare. *c)* Resistenza in serie alla griglia. *d)* Accoppiamento diretto all'amplificatore video.

10. - RISPOSTA DELL'AMPLIFICATORE VIDEO AGLI IMPULSI DISTURBANTI.

Un amplificatore video soddisfacente sotto l'azione di tensioni impulsive di disturbo deve ristabilire le condizioni normali di lavoro immediatamente dopo che il disturbo è cessato. L'effetto delle tensioni di disturbo è quello di provocare corrente di griglia, che incrementa la polarizzazione dello stadio amplificatore, con conseguente riduzione del guadagno, che può protrarsi per un certo tempo dopo la cessazione del disturbo. La diminuzione dell'amplificazione si manifesta sul T.R.C. come una variazione della tinta di fondo successivamente a ciascun forte impulso disturbante. Vari sono i metodi usati per eliminare gli effetti dei disturbi nell'amplificatore video. Qui descriviamo i seguenti quattro metodi:

1°) *Il video segnale viene alimentato al catodo del T.R.C. (v. fig. 36 a).*

Il diodo 2° rivelatore ha il carico nel circuito di placca, per modo che i segnali video di uscita rivelati hanno polarità negativa. I bianchi dell'immagine corrispondono a piccole tensioni negative, le creste di sincronismo a maggiori tensioni e forti disturbi a tensioni molto ampie, negative. Lo stadio amplificatore successivo al 2° rivelatore è polarizzato in modo che gli impulsi di disturbo cadono oltre la tensione di griglia d'interdizione e quindi risultano eliminati. In placca del tubo amplificatore i segnali di sincronismo si ritrovano di polarità positiva, perciò devono essere addotti al catodo del T.R.C., perchè devono rendere la griglia così negativa da interdire il raggio elettronico del T.R.C., che si comporta come uno stadio con griglia a massa. La resistenza di catodo del T.R.C. può essere fatta abbastanza grande in modo da non abbassare il carico anodico dell'amplificatore precedente, ciò in grazia della piccolezza della corrente anodica del T.R.C. Come in tutti gli amplificatori con griglia a terra, la caduta di tensione catodica produce reazione negativa, ma questo effetto è reso trascurabile dalla bassa resistenza di carico anodico dell'amplificatore video.

2°) *Stadio supplementare limitatore dei disturbi (v. fig. 36 b)*

In questo caso il 1° stadio amplificatore video funziona da limitatore, ossia lavora con bassa tensione e piccolo guadagno; gli impulsi negativi di sincronismo interdicono il tubo limitatore. L'eliminazione dei picchi disturbanti avviene come ne metodo 1°) ma l'azione dell'attuale limitatore è più energica, a spese dell'amplificazione, che deve essere compensata con l'aggiunta di un 2° stadio amplificatore; quest'ultimo inverte la polarità dei segnali, di guisa che sulla sua placca è raccoglibile il video cogli impulsi di sincronismo negativi; perciò è possibile alimentare i segnali video alla griglia controllo del T.R.C. anzichè al catodo, come invece è necessario col metodo descritto in 1°).

3°) *Resistenza in serie colla griglia (v. fig. 36 c).*

In questo caso il diodo 2° rivelatore ha il carico nel circuito di catodo; il segnale di uscita rivelato è di polarità positiva; i guizzi ai disturbi tendono a far scorrere corrente di griglia nello stadio amplificatore video. Per eliminare la corrente di griglia si dispone in serie con questo elettrodo una resistenza R_s. Questa purtroppo, unitamente alla capacità di entrata C_i del tubo, costituisce un divisore di tensione, che fa sentire la sua dannosa influenza alle alte frequenze. Il valore di R_s non deve superare un decimo del valore della reattanza di C_i a 5 MHz, e quindi è dell'ordine di 300 ÷ 400 Ω, se non si vuole sacrificare l'amplificazione delle frequenze più alte video. Valori così bassi di R_s non acconsentono di limitare la corrente di griglia, ma l'uso di R_s può ancora essere giustificato ai fini di eliminare la tendenza all'innesco dei video amplificatori. Questo metodo è poco efficiente per l'immunizzazione contro i parassiti.

Fig. 37 - Schema di principio di un amplificatore video ad accoppiamento diretto.

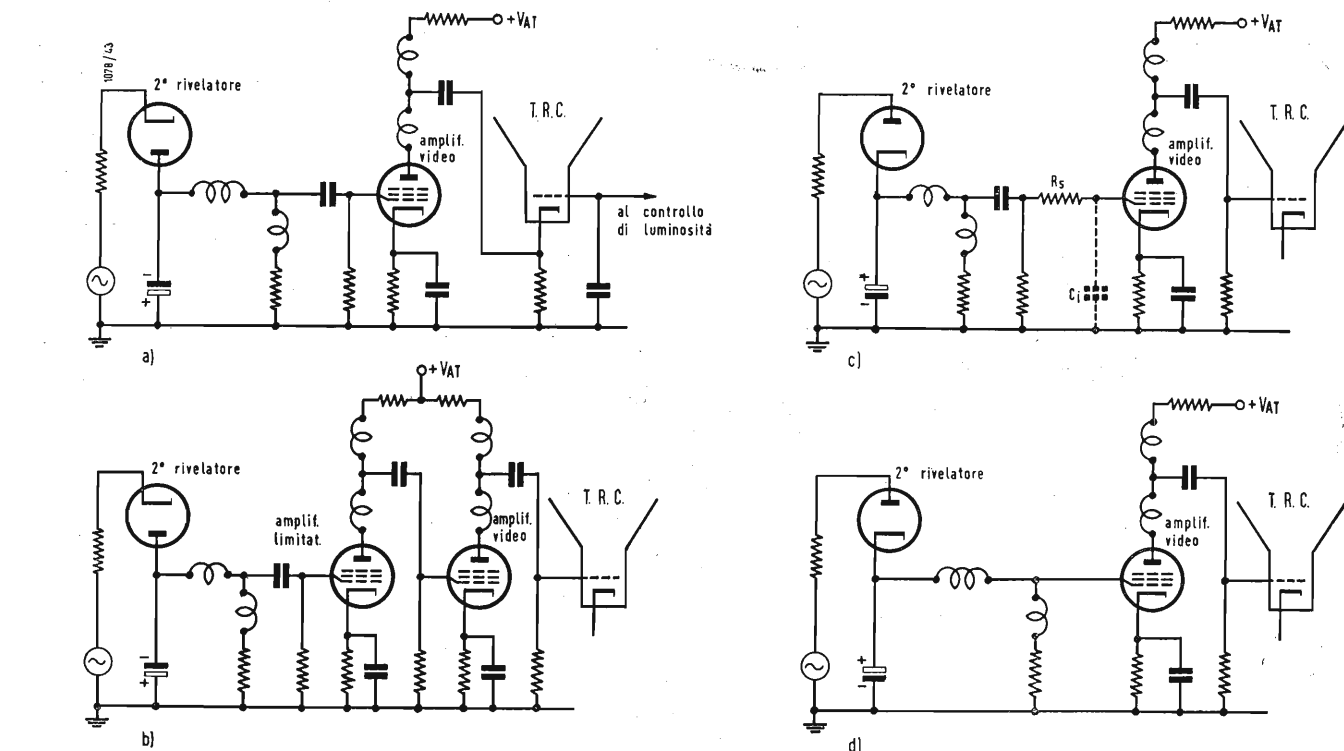
segnale video e luminosità	forma d'onda video	livelli di tensione	tensione griglia-catodo V_{gk}	tensione catodo-massa V_k	tensione griglia-massa V_g	tinte
a) ampiezza 60V luminosità normale		linea zero originale nero max sincr.	- 5 -50 -65	255	250 205 190	max bianco nero nero
b) ampiezza 30V luminosità eccessiva		linea zero originale nero max sincr.	- 5 -27,5 -35	255	250 227,5 220	max bianco grigio grigio
c) ampiezza 30V luminosità normale		linea zero originale nero max sincr.	-27,5 -50 -57,5	277,5	250 227,5 220	grigio nero nero

Fig. 38 - Regolazione della luminosità in amplificatori video ad accoppiamento diretto.

4°) *Accoppiamento diretto fra rivelatore e amplificatore video. (v. fig. 36 d).*

Il diodo 2° rivelatore fornisce un segnale rivelato di polarità positiva, che provoca corrente di griglia dello stadio amplificatore, senza però la formazione di polarizzazione per falla di griglia, a motico che in circuito manca il condensatore di accoppiamento fra il 2° rivelatore e l'amplificatore. L'accoppiamento diretto esistente fra tali due stadi porta la tensione di uscita del rivelatore direttamente sulla griglia e tende a polarizzarla positivamente. La polarizzazione fissa o automatica di catodo del tubo amplificatore deve essere tale da permettere l'applicazione in griglia di tutta la tensione rivelata, senza che si manifesti corrente in questo elettrodo.

11. - AMPLIFICATORI VIDEO AD ACCOPPIAMENTO DIRETTO.

Si è detto al paragrafo 6 che la principale causa della caduta del guadagno alle basse frequenze risiede nella reattanza del condensatore di accoppiamento fra gli stadi di un video amplificatore. È evidente che se si abolisce tale condensatore si elimina anche la distorsione dovuta alla disuniformità della risposta in frequenza. Con questo sistema si ha anche il vantaggio di non perdere la componente continua del segnale video, e quindi non occorre ricorrere a dispositivi di reinserzione. La illuminazione media di fondo della scena da riprodurre costituisce la componente continua del segnale video. Questa varia continuamente colla tinta media del quadro. Il suo minimo si ha col nostro standard, per un'immagine tutta nera (livello del nero 75%) e vale il 77% circa del massimo segnale. Il minimo livello dell'asse della componente continua si verifica per un'immagine tutta bianca livello del bianco 10%) e vale circa il 22% dell'ampiezza massima del segnale. Per la conservazione ed amplificazione della componente continua è necessario che l'amplificatore sia privo di condensatori. Si perviene così al circuito di fig. 37. La degenerazione provocata dalla resistenza di catodo non by-passata da una capacità, è indipendente dalla frequenza

Esaminiamo le caratteristiche del circuito in oggetto dai seguenti punti di vista:

1°) *Regolazione della luminosità* (v. *fig.* 37 *e lo specchietto di fig.* 38).

Supponiamo che l'amplificatore sia così polarizzato da risultare praticamente interdetto in assenza di segnale applicato alla griglia. La tensione di placca verso massa allora coincide col $+ V_{AT} = + 250$ V. Questa tensione esiste pure fra massa e griglia del T.R.C. e si assume come livello zero di riferimento *a*). Si applichi ora un segnale di intensità media, per il quale le creste degli impulsi sincronizzanti producono una caduta di tensione in placca di 60 V; la tensione anodica e la tensione di griglia del T.R.C. assumono così il valore di 190 V in corrispondenza degli impulsi di sincronismo, e di 205 V in corrispondenza del livello del nero. Per un T.R.C. richiedente 50 V di polarizzazione per estinguere il pennello elettronico, nelle condizioni ora specificato il catodo del T.R.C. si trova a $+ 205 + 50 = + 255$ V rispetto alla massa; questa polarizzazione viene conferita mediante il controllo di luminosità. In corrispondenza del massimo bianco (linea zero) la griglia si trova a $250 - 255 = - 5$ V rispetto al catodo. Per il livello del nero la griglia è polarizzata rispetto al catodo con $205 - 255 = 50$ V.

b) Si applichi successivamente un segnale video debole, di ampiezza metà di quella del caso *a*), cioè di 30 V massimo. I picchi di sincronismo si strovano a $250 - 30 = 220$ V, mentre il livello del nero corrisponde a $250 - 0{,}75 \cdot 30 = 227{,}5$ V. Se il controllo di luminosità non viene ritoccato, per cui la tensione catodo-massa è sempre di 255 V, il livello del nero polarizza la griglia a $227{,}5 - 255 = - 27{,}5$ V in luogo dei $- 50$ V del caso *a*). Con un negativo di griglia così basso l'immagine risulta eccessivamente brillante e si rendono visibili sul quadro le tracce di ritorno del pennello catodico. Per ovviare a questo inconveniente occorre agire sul regolatore di luminosità ed aumentare la tensione catodo-massa a $+ 277{,}5$ V, caso *c*); allora in corrispondenza del livello del nero la griglia assume il potenziale di $227{,}5 - 277{,}5 = - 50$ V rispetto al catodo, con che si è ristabilito il corretto valore di luminosità; le tensioni griglia-catodo in corrispondenza del massimo bianco (linea zero $= 250$ V) e dei picchi di sincronismo valgono ora rispettivamente $250 - 277{,}5 = - 27{,}5$ V e $220 - 277{,}5 = - 57{,}5$ V.

Concludendo nel caso *a*) (segnale e luminosità medi normali) il max bianco viene riprodotto colla massima luminosità, quindi come un bianco massimo; i livelli del nero e delle sommità degli impulsi sincronizzanti vengono riprodotti neri, come deve essere. Nel caso *b*) (segnale debole, luminosità eccessiva) al max bianco in entrata corrisponde ancora il massimo bianco in uscita, ma i livelli del nero e di sincronismo appaiono grigi. Nel caso *c*) (segnale debole, luminosità normale) il max bianco viene riprodotto come un grigio ($V_{gk} = - 27{,}5$ V), mentre i livelli del nero e di sincronismo appaiono neri.

L'uso dell'accoppiamento diretto comporta dunque di dover riaggiustare il controllo di luminosità ogni qualvolta la tinta media del quadro varia sensibilmente. Se l'immagine riprodotta deve essere osservata in un locale normalmente illuminato, è necessario ritoccare i controlli di contrasto e di brillantezza nel senso di aumentare queste due caratteristiche ottiche. In simili condizioni il regolatore di luminosità deve essere disposto sul davanti del ricevitore e la sua regolazione affidata all'utente, che solitamente se ne serve male. In un ricevitore con amplificatore video in cui la componente continua è reinserita, la regolazione del livello del nero al potenziale di interdizione del T.R.C. avviene automaticamente; il controllo di luminosità può essere portato posteriormente sul telaio, ed il suo comando effettuato mediante un taglio per giraviti, praticato nell'alberino del potenziometro relativo, escludendo la manopola che potrebbe indurre l'utente non tecnico a false manovre.

2°) *C.A.S. amplificato.*

Rendendo molto efficace il controllo automatico di sensibilità dell'amplificatore si ottiene di limitare le variazioni dell'intensità del segnale e di diminuire la necessità di intervento manuale per la regolazione della luminosità. Il C.A.S. amplificato è però antieconomico, perchè richiede uno stadio amplificatore, che non è utile ai fini dell'amplificazione del segnale video. Questo sitema è quindi applicabile solo ai televisori di lusso, nei quali il fattore costo è da porsi in secondo piano. Il C.A.S. amplificato inoltre non risolve il problema di dover aumentare il segnale video per un televisore posto in ambiente illuminato.

3°) *Tinta del reticolo in assenza di segnale video immagine.*

Quando non vi è segnale video, l'uscita del 2° rivelatore coincide, per un amplificatore ad accoppiamento diretto, con la linea zero dianzi definita; questa tensione provoca la minima polarizzazione negativa di griglia, quindi la massima luminosità del reticolo la cui tinta rappresenta il massimo bianco. È molto preferibile che in assenza di segnale il reticolo sia oscuro, praticamente nero, e che diventi brillante in presenza di segnale video, come avviene per un ricevitore provvisto di reinsertore della componente continua.

4°) *Assenza di disaccoppiamento anodico.*

Se si applica nel circuito anodico di un amplificatore ad accoppiamento diretto il filtro disaccoppiatore R_f C_f della fig. 37, un segnale nero, cui compete un certo valore della corrente anodica, provoca una caduta di tensione ai capi di R_f, per cui la tensione al punto di unione di R_f con la resistenza di carico R_c sia ad esempio di 250 V. Un segnale bianco provoca una diminuzione di corrente anodica e della caduta di potenziale agli estremi di R_f, allora il ritorno del carico anodico si trova ad una tensione, ad esempio 300 V, più alta che per la ricezione di un segnale nero. La maggior tensione positiva riportata in griglia del T.R.C. dall'accoppiamento diretto la rende meno negativa; perciò il bianco viene riprodotto con eccessiva brillantezza; le tracce dei ritorni sono visibili sul quadro. Si ha inoltre un'esaltazione delle basse frequenze, perchè la resistenza di carico per esse è $R_c + R_f$ essendo altissima la reattanza del condensatore C_f in parallelo a R_f. Si ricordi che al paragrafo 6 è stato introdotto l'uso del gruppo R_f C_f nel circuito anodico, proprio allo scopo di esaltare le basse frequenze, dato che il guadagno per esse diminuisce per la presenza del condensatore di accoppiamento. Nell'amplificatore ad accoppiamento diretto non ha luogo alcuna diminuzione di guadagno alle basse frequenze, poichè il condensatore di accoppiamento non esiste; non si richiede perciò compensazione per le basse frequenze e l'esaltazione introdotta dal filtro R_f C_f, avente qui solo funzione di disaccoppiatore, si risolve in una distorsione della risposta in frequenza; ragion per cui è sconsigliabile per gli amplificatori ad accoppiamento diretto l'uso del disaccoppiamento anodico.

5°) *Tensione costante di schermo.*

Normalmente la tensione di schermo per un tubo amplificatore si aggira intorno a 150 V. Questo valore si ottiene (attraverso una resistenza R_s di caduta dalla tensione anodica $+ V_{AT}$ e by-passata da un condensatore C_s), quando si riceve un segnale nero; in corrispondenza di un segnale bianco, che fa diminuire la corrente anodica, la tensione di schermo media aumenta oltre 150 V. Ciò tende a far crescere la corrente anodica e ad abbassare la tensione di placca, con effetto antitetico rispetto alla tensione di griglia. Allora un'area bianca viene riprodotta con insufficiente brillantezza. Il guadagno alle basse frequenze subisce una diminuzione a motivo che per esse la resistenza di caduta nel circuito di schermo non è più by-passata dal condensatore di disaccoppiamento C_s, provocando degenerazione. Si vede quindi che i disaccoppiamenti di placca e di schermo agiscono in senso opposto sul guadagno alle basse frequenze. Il fatto stesso suggerisce che un opportuno dimensionamento di R_f C_f, R_s C_s, può portare ad un'amplificazione costante anche per le basse frequenze. Conviene anche introdurre il condensatore C_k e la resistenza R_k di catodo e proporzionare sperimentalmente i loro valori procedendo come detto al paragrafo 7. Una buona usanza è in ogni caso quella di mantenere costanti le tensioni di schermo e al punto di ritorno della resistenza R_c di carico anodico. L'inconveniente più grave presentato dall'accoppiamento diretto si manifesta negli amplificatoria più stadi: la tensione $+ V_{AT}$ di uno stadio viene

trasferita alla griglia dello stadio successivo la cui tensione di alimentazione anodica deve essere 2 V_{AT}, affinchè la tensione placca-catodo sia di circa V_{AT} volt anche per esso. Se gli stadi sono n la tensione anodica dell'ultimo stadio deve essere n V_{AT}, ossia n volte quella richiesta da un normale amplificatore con accoppiamento a resistenza e capacità. Inoltre una leggera variazione della tensione di alimentazione anodica al 1° stadio viene amplificata dagli stadi successivi, rendendo indispensabile l'adozione di alimentatori autoregolati.

12. - ESERCIZI E COMPLEMENTI.

1) *Domanda.*

Determinare analiticamente e graficamente la risposta all'unità di Heaviside di un amplificatore video compensato in derivazione avente il carico anodico $R_c = 2865\ \Omega$, la capacità $C_2 + C_3$ sia uguale a 20 pF, per la frequenza di 5 MHz e per i tre casi di $a = 0{,}5$; $a = 1$; $a = 0$.

Risposta: Si tratta di verificare l'andamento delle curve di risposta descritte ma non dimostrate al paragrafo 4. 1.

Applicando un segnale unitario alla griglia dell'amplificatore, la corrente anodica assume il valore $i_a = 1/R_c$ ampere all'istante immediatamente successivo a quello iniziale $t = 0$ assunto come origine dei tempi; la i_a conserva poi indefinitamente questo valore. Si ricorre alla trasformazione di Laplace applicandola all'espressione del guadagno relativo [44] per un amplificatore a compensazione in derivazione. È noto che le trasformate dalla frequenza complessa $j\,\omega$ e della frequenza al quadrato ω^2 sono rispettivamente p e $-p^2$ dove p è l'operatore che indica derivazione rispetto al tempo.

Allora le trasformate di Laplace delle espressioni $j\sqrt{b} = j\,\omega\,R_c\,C$, e $b = (\omega\,R_c\,C)^2$ sono rispettivamente $p\,R_c\,C$ e $-(p\,R_c\,C)^2$. Sostituendo queste espressioni nella [44] dopo averne moltiplicato numeratore e denominatore per j, si ottiene:

$$A_r(p) = \frac{p\,a\,R_c\,C + 1}{p^2\,a\,R_c^2\,C^2 + p\,R_c\,C + 1} \tag{I}$$

La trasformata di Laplace per una corrente di placca impulsiva unitaria è:

$$i_a(p) = p^{-1} \tag{II}$$

Per la trasformata della tensione $e(p)$ si ha:

$$v(p) = \frac{p\,a\,R_c\,C + 1}{p\,[a\,(p\,R_c\,C)^2 + p\,R_c\,C + 1]} \tag{III}$$

Operando lo spezzamento della (III) in frazioni pairzial si può scrivere:

$$a\,R_c^2\,C^2\,v(p) = \frac{p\,a\,R_c\,C + 1}{p\left(p^2 + \dfrac{1}{a\,R_c\,C} + \dfrac{1}{a\,R_c^2\,C^2}\right)} = \frac{A_1}{p} + \frac{A_2\,p + B}{p^2 + \dfrac{p}{a\,R_c\,C} + \dfrac{1}{R_c^2\,C^2}} \tag{IV}$$

La trasformata inversa del 1° termine dell'ultimo membro della (IV) è 1, cioè la corrispondente componente della tensione di uscita è un'unità di Heaviside; il 2° termine dello stesso membro è del tipo:

$$\frac{A\,p + B}{p^2 + p\,C' + D^2}$$

cui corrisponde la trasformata inversa di equazione:

$$\frac{B - \dfrac{A\,C'}{1}}{\sqrt{D^2 - C'^2/_4}}\,e^{-C't/2}\,\text{sen}\sqrt{D^2 - \frac{C'^2}{4}}\;t + A\;e^{-C't/2}\cos\sqrt{D^2 - \frac{C'^2}{4}}\cdot t$$

la curva rappresentativa è una sinusoide smorzata esponenzialmente con angolo di fase iniziale. Nel nostro caso si ha:

$$A = A_2\,;\; B = B\,;\; C' = 1/a\,R_c\,C\,;\; D = R_c\,C\sqrt{a}\,;$$

sostituendo questi valori nell'ultima relazione scritta sopra si ottiene:

$$a\,R_c^2\,C^2\,v(t) = A_1 + \frac{2\,a\,R_c\,C\,B - A_2}{\sqrt{4\,a - 1}}\,e^{-t/2aR_cC}\,\text{sen}\,\frac{\sqrt{4\,a - 1}}{2\,a\,R_c\,C}\cdot t + A_2\,e^{-t/2aR_cC}\cos\frac{\sqrt{4\,a - 1}}{2\,a\,R_c\,C}\,t\,. \tag{V}$$

Usando il metodo delle frazioni parziali si determinano i valori delle costanti A_1, A_2, B:

$$A_1 = a\,R_c^2\,C^2\,;\; A_2 = -a\,R_c^2\,C^2\,;\; B = (a - 1)\,R_c\,C \tag{VI}$$

Con questi valori la $v(t)$ assume la forma:

$$v(t) = 1 + \frac{2\,a - 1}{\sqrt{4\,a - 1}}\,e^{-t/2aR_cC}\,\text{sen}\,\frac{\sqrt{4\,a - 1}}{2\,a\,R_c\,C}\cdot t - e^{-t/2aR_cC}\cos\frac{\sqrt{4\,a - 1}}{2\,a\,R_c\,C}\cdot t \qquad [VII]$$

Combinando i termini sen e cos, si ottiene in definitiva:

$$v(t) = 1 + \frac{2\,a}{\sqrt{4\,a - 1}}\,e^{-t/2aR_cC}\,\text{sen}\left(\frac{\sqrt{4\,a - 1}}{2\,a\,R_c\,C}\,t - \text{ar tg}\,\frac{\sqrt{4\,a - 1}}{2\,a - 1}\right) \qquad [VIII]$$

1° *caso*: $a = 0{,}5$; per l'amplificatore compensato in derivazione la [VIII] si semplifica nella:

$$v(t) = 1 - e^{-t/R_cC}\cos t/R_c\,C \qquad [IX]$$

coi valori del problema proposto si è costruita la curva *a*) di fig. I

A titolo di esempio si riportano i calcoli per $t = 0{,}15$ μsec corrispondente al massimo della curva *a*):

$t = 0{,}15$ μsec; $a = 0{,}5$; $R_c\,C = 2866 \cdot 2 \cdot 10^{-11} = 0{,}0573$ μsec

$$\frac{t}{R_c\,C} = \frac{0{,}15}{0{,}0573} = 2{,}62\,;\; \cos 2{,}62 = \cos\frac{180 \cdot 2{,}62}{3{,}14} =$$

$$= \cos 150^\circ = -\text{sen}\,60^\circ = -0{,}866$$

$$v(t) = 1 + \frac{0{,}866}{2{,}718^{2{,}62}} = 1 + \frac{0{,}866}{12{,}35} = 1 + 0{,}0702 \cong 1{,}07$$

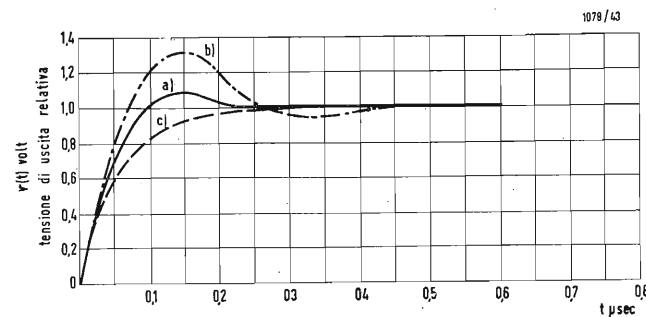



Fig. I - Risposta all'unità di Heaviside di un amplificatore video compensato in derivazione per $R_c = 2865\ \Omega$; $C = C_2 + C_3 = 20$ pF; *a*) coeff. $a = 0{,}5$; *b*) coeff. $a = 1$; *c*) coeff. $a = 0$.

Gli altri punti della curva di risposta si calcolano in modo identico attribuendo a t tutti i valori compresi fra 0 e 0,8 μsec, avvertendo che per $t = 0{,}2$, $v(t) = 1{,}0105$ per cui per $t > 0{,}3$ l'ordinata si mantiene costantemente uguale a 1 in pratica. La curva *a*) ha un leggero overshoot, ma raggiunge la tensione di uscita relativa unitaria a circa 0,09 μsec.

In queste condizioni il brusco passaggio dal bianco al nero, o viceversa, apparirà sullo schermo di visione con le due zone nettamente separate da una linea ben definita e nitida, la riproduzione sarà soddisfacente.

2° *caso*: $a = 1$, compensazione eccessiva. Ponendo $a = 1$ nella [VIII] si ha:

$$v(t) = 1 + 1{,}154\ e^{-t/2R_cC}\ \mathrm{sen}\left(\frac{1{,}732\ t}{2\ R_c\ C} - 60^\circ\right) \qquad [X]$$

La curva *b*) di fig. I è stata tracciata usando la [X] con $R_c\,C = 0{,}0573$ μsec e facendo variare il tempo t fra 0 e 0,8 μsec.

A titolo di esempio si riportano i calcoli per $t = 0{,}2$ μsec:

$$t = 0{,}2\ \mu\text{sec}\ ;\ \frac{t}{2\ R_c\ C} = \frac{0{,}2}{2 \cdot 0{,}0573} = 1{,}747\ ;\ \frac{1{,}732\ t}{R_c\ C} =$$

$$= \frac{1{,}732 \cdot 0{,}2}{2 \cdot 0{,}0573} = 3{,}026$$

l'angolo corrispondente è:

$$\alpha = \frac{180}{3{,}14} \cdot 3{,}026 = 173^\circ{,}5\ ;\ \alpha' = 173^\circ{,}5 - 60^\circ = 113^\circ{,}5$$

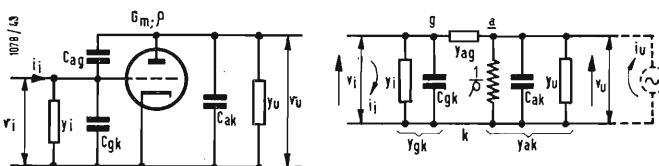
$$\mathrm{sen}\ 113^\circ\ 30' \cong +0{,}9171$$

$$e^{-t/2R_cC} = \frac{1}{2{,}718^{1{,}747}} = 5{,}72$$

da cui:

$$v(t) = 1 + \frac{1{,}154 \cdot 0{,}9171}{5{,}72} = 1 + 0{,}185 = 1{,}185$$

La curva *b*) presenta un overshoot di circa 1,3 che è già avvertibile dannosamente, quindi si abbassa fino a 0,97. La brusca variazione dal nero al bianco apparirà, in queste condizioni, sullo schermo di visione come una linea sottile brillante seguita da una diminuzione della luminosità il che è disturbante.

3° *caso*: $a = 0$; compensazione nulla, l'amplificatore è un semplice stadio con accoppiamento $R_c\,C$ senza induttanze o altri elementi di correzione.

Se nella [VIII] si pone $a = 0$ l'espressione diviene una ferma indeterminata del tipo 0/0; non è necessario ricorrere alla trasformazione di Laplace, perchè il carico anodico essendo semplicemente costituito da una resistenza in parallelo a una capacità, la tensione di uscita, corrispondente al segnale unitario applicato alla griglia, ha andamento esponenziale crescente: $v(t) = 1 - e^{-t/R_cC}$ [XI]

La curva *c*) di fig. I è la rappresentazione grafica della [XI] in funzione del tempo t. Questa curva raggiunge l'unità praticamente dopo 0,3 μsec. In conseguenza un rapido passaggio dal bianco al nero apparirà come una variazione graduale di grigio sullo schermo del T.R.C.; ciò rende l'immagine confusa; l'inconveniente può facilmente essere interpretato erroneamente come mancanza di alte frequenze video. Come conclusione si può affermare che un amplificatore è soddisfacente se la sua curva di risposta risulta piana con la tolleranza di ± 3 dB da zero ad almeno 4 MHz.

2) *Domanda*:

Studiare il comportamento e calcolare lo smorzamento di ingresso di uno stadio amplificatore video con elementi di compensazione in parallelo nel circuito anodico.

Risposta: Esaminiamo dapprima il caso del triodo con catodo a massa rappresentato in fig. II *a*), di cui il circuito equivalente è mostrato in *b*) della stessa figura, dove il tubo è stato sostituito con un generatore di corrente (i_u). Le tensioni di alimentazione continue non sono state indicate perchè non interessano. Si suppone che non vi sia corrente di griglia.

Si chiamino Y_i e Y_u le ammettenze rispettivamente di entrata e di uscita applicate esternamente al tubo, cioè non dipendenti dal tubo stesso. Siano G_m e ϱ la pendenza e la resistenza interna del triodo. La corrente di uscita vale $i_u = G_m \cdot v_i$, dove v_i è la tensione di segnale applicata all'ingresso. La resistenza interna ϱ risulta in parallelo coll'impedenza di carico anodico. In fig. II *b*) i nodi segnati A, g, k indicano rispettivamente gli elettrodi anodo, griglia e catodo I sensi positivi delle correnti e delle tensioni sono indicati dalle frecce. Si può dimenticare la capacità C_{fk} fra filamento e catodo, perchè non entra in gioco.

Le amittanze Y_{gk} tra catodo e griglia, Y_{ag} fra anodo e griglia, Y_{ak} tra catodo e anodo, sono date, secondo il circuito equivalente, dalle seguenti espressioni:

$Y_{gk} = Y_i + j\,\omega\,C_{gk}$; $Y_{ag} = j\,\omega\,C_{ag}$; $Y_{ag} = Y_u + 1/\varrho + j\,\omega\,C_{ak}$

Applicando il principio di Kirchhoff per i nodi di corrente al nodo g, si ha:

$$Y_{gk}\,v_i + (v_i - v_u)\ Y_{ag} = i_i$$

da cui:

$$v_i = \frac{i_i + Y_{ag}\ V_u}{Y_{gk} + Y_{ak}} \qquad [XII]$$

v_u è la tensione di uscita.

Analogamente al nodo a si trova:

$Y_{ak}\,v_u + G_m\,v_i = (v_i - v_u)\ Y_{ag}$, da cui si ricava l'espressione del guadagno:

$$A = \frac{v_u}{v_i} = -\frac{G_m - Y_{ag}}{Y_{ag} + Y_{ak}} \qquad [XIII]$$

Fig. II - Amplificatore con catodo a massa. *a*) Circuito a triodo. *b*) Circuito equivalente a quadripolo.

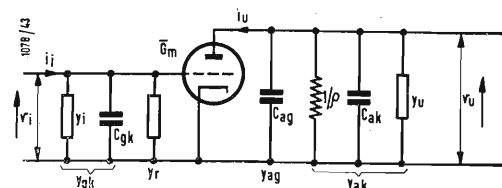



Fig. III - Circuito equivalente di un amplificatore compensato in parallelo, comprendente un triodo ideale ($C_{ag} = 0$).

Sostituendo l'espressione dell'amplificazione [XIII] nella [XII] si ha:

$$\frac{i_i}{v_i} = Y_{gk} + \frac{Y_{ag}\,(G_m + Y_{ak})}{Y_{ag} + Y_{ak}} = Y_{gk} + Y_r$$

avendo posto $Y_r = \dfrac{Y_{ag}\,(G_m + Y_{ak})}{Y_{ag} + Y_{ak}}$ = amettenza supplementare introdotta dalla reazione di placca. È pure $Y_r = Y_{ag}\,(1 - A)$. Si vede che si deve fare C_{ag} la più piccola possibile; conviene cioè abbandonare i triodi e impiegare tetrodi o pentodi. Per continuare a ragionare con i triodi si può pensare di usare un triodo ideale sprovvisto di capacità, avente perciò la pendenza complessa $\overline{\mathbf{G}}_m = G_m - j\,\omega\,C_{ag}$ (dove G_m è la pendenza del triodo reale), una resistenza interna infinita. Si arriva al circuito equivalente di fig. III, che sarà completamente individuato dalla conoscenza di Y_r. L'amplificazione A_i o guadagno dello stadio, aumenta con G_m ed assume importanza quando la tensione di entrata v_i è indipendente dalla frequenza. Tale segnale di ingresso può essere fornito da un generatore di bassa resistenza interna. Generalmente la corrente di entrata i_i è data da uno stadio precedente a quello in esame, allora è d'interesse la impedenza di trasferimento $Z = v_u/i_i$; in tal caso la Y_i comprende l'amittanza dello stadio che precede. Nel nostro caso:

$$Z = \frac{v_u}{i_i} = -\frac{G_m - Y_{ag}}{(Y_{gk} + Y_r)\,(Y_{ak} + Y_{ag})}$$

l'impedenza di trasferimento è dunque una quantità complessa di ampiezza funzione della frequenza e crescente con la mutua conduttanza G_m. Le formule generali sopra riportate si semplificano per un amplificatore compensato in parallelo a frequenza video (cioè a bassa frequenza). Detta g_u = conduttanza di uscita = $1/R_u$, dove R_u è la resistenza di uscita in serie con la bobina L di compensazione, supponendo inoltre così grande la ϱ da poter fare astrazione da essa, si ha:

$$Y_u = \frac{1}{R_u + j\,\omega\,L} = \frac{g_u}{1 + j\,\omega\,L\,g_u}\ ;\ Y_{ag} = j\,\omega\,C_{ag}\ ;$$

$$Y_{ak} = j\,\omega\,C_{ak} + \frac{g_u}{1 + j\,\omega\,L\,g_u}$$

Il coefficiente della pulsazione complessa $j\,\omega$ nel termine immaginario di quest'ultima relazione, può riguardarsi come la reattanza di una capacità equivalente di ingresso C_i definita da:

$$C_i = C_{ag}\left[\frac{G_m\,R_u}{(1 - n^2 Q_u^2 + n^2} + 1\right] = C_{ag}\,(a\,G_m\,R_u + 1) \qquad [XIV]$$

il circuito di ingresso alla griglia dello stadio amplificatore si comporta come se la capacità fittizia C_i fosse derivata fra massa e griglia. Il fattore a che compare nella [XIV] è dato dalle curve di fig. IV in funzione di $f\,R_u\,C_u$; il parametro della famiglia di curve è Q_u.

Il massimo di C_i si ha per $Q_u < 1/\sqrt{2}$ e er $n = 0$ ossia per $f = 0$ e vale:

$$C_{i\,max} = C_{ag}\,(G_m\,R_u + 1) \qquad [XV]$$

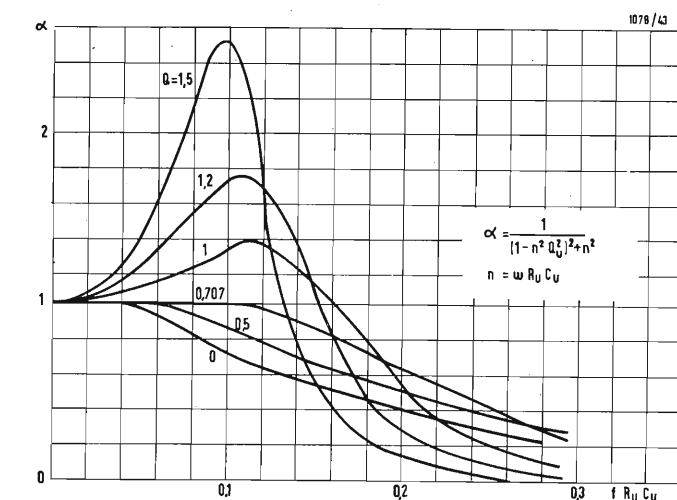



Fig. IV - Coefficiente α della formula [XIV] $C_i = C_{ag}\,(\alpha\,G_m R_u + 1)$.

L'amittanza supplementare Y_r di reazione anodica assume la forma:

$$Y_r = j\,\omega\,C_{ag}\left\{\frac{G_m\,g_u + g_u^2\,[1 - \omega^2 L(2\,C_{ak} + C_{ag}) + \omega^4 L^2\,C_{ak}\,(C_{ag} + C_{ak})] + \omega^2\,C_{ak}\,(C_{ag} + C_{ak})}{g_u^2\,[1 - \omega^2\,L\,(C_{ag} + C_{ak})]^2 + \omega^2\,(C_{ag} + C_{ak})^2} + \right.$$

$$\left. + j\,\omega\,\frac{G_m\,g_u^2\,L\,[1 - \omega^2\,L\,(C_{ag} + C_{ak}) - g_u\,C_{ag} - G_m\,(C_{ag} + C_{ak})}{g_u^2\,[1 - \omega^2\,L\,(C_{ag} + C_{ak})]^2 + \omega^2\,(C_{ag} + C_{ak})^2}\right\}$$

qualche semplificazione si ottiene ricordando che in generale $C_{ag} << C_{ak}$ e che $g_u < G_m$; allora:

$$Y_r = j\,\omega\,C_{ag}\left\{\frac{G_m\,R_u}{[1 - \omega^2 L(C_{ag} + C_{ak})]^2 + \omega^2\,(C_{ag} + C_{ak})^2\,R_u^2} + 1\right\} +$$

$$+ \omega^2\,C_{ag}\,G_m\,\frac{R_u^2\,(C_{ag} + C_{ak}) - L\,[1 - \omega^2\,L\,(C_{ag} + C_{ak})]}{[1 - \omega^2\,L(C_{ag} + C_{ak})]^2 + \omega^2\,(C_{ak} + C_{ag})^2\,R_u^2}$$

Posto $C_u = C_{ak} + C_{ag}$ e $Q_u = \dfrac{1}{R_u}\sqrt{\dfrac{L}{C_u}}$ = coefficiente di bontà del circuito di carico anodico comprendente la bobina L, si ha:

$$L = Q_u^2\,R_u^2\,C_u$$

e:

$$Y_r = j\,\omega\,C_{ag}\left\{\frac{G_m\,R_u}{(1 - \omega^2\,C_u^2\,R_u^2\,Q_u^2)^2 + (\omega\,C_u\,R_u)^2} + 1\right\} + \omega^2\,C_{ag}\,G_m\,R_u^2\,C_u\,\frac{1 - Q_u^2\,[1 - (\omega\,R_u\,C_u\,Q_u)^2]}{[1 - (\omega\,R_u\,C_u\,Q_u)^2]^2 + (\omega\,C_u\,R_u)^2}$$

Posto anche $n = \omega\,C_u\,R_u$, si ha in definitiva:

$$Y_r = j\,\omega\,C_{ag}\left\{\frac{G_m\,R_u}{(1 - n^2\,Q_u^2)^2 + n^2} + 1\right\} + \frac{C_{ag}}{C_u}\,G_m\,n^2\,\frac{1 - Q_u^2 + n^2\,Q_u^4}{(1 - n^2\,Q_u^2)^2 + n^2}$$

Fig. V - Coefficiente β della formula [XVI] $g_i = \beta\, C_{ag}\, G_m / C_u$.

La componente reale di Y_r è assimilabile ad una conduttanza equivalente g_i, che costituisce lo smorzamento di entrata:

$$g_i = \frac{C_{ag}\, G_m\, n^2 (1 - Q_u^2 + n^2 Q_u^4)}{C_u (1 - n^2 Q_u^2)^2 + n^2} = \beta\, \frac{C_{ag}\, G_m}{C_u} \qquad [XVI]$$

In fig. V sono rappresentate le curve che danno il fattore β in funzione di $f\, R_u\, C_u$, avendo assunto Q_u come parametro; si vede che per $0 < f\, R_u\, C_u < 0{,}08$, se $Q_u > 1$, la g_i risulta negativa, in conseguenza l'amplificatore può entrare in autooscillazione.

Es. siano:

$G_m = 10^4$ μmbo ; $R_u = 2$ kΩ ; $C_u = 20$ pF ; $f = 5$ MHz ; $C_{ag} = 1$ pF,

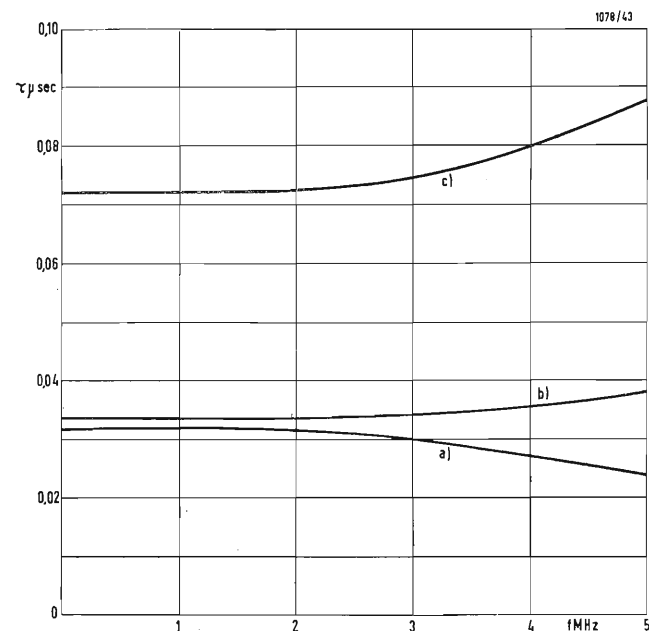



Fig. VI - Tempo di ritardo τ in μsec di un amplificatore video. Curva *a*) non compensato; curva *b*) compensato in parallelo; curva *c*) compensato in serie.

allora:

$$f\, R_u\, C_u = 5 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-11} = 0{,}2$$

e:

$$A = G_m\, R_u = 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10^3 = 20$$

dalle curve di fig. IV e V per $Q_u = 1/\sqrt{2} = 0{,}707$ si deducono i valori dei coefficienti α e β, precisamente per $f\, R_u\, C_u = 0{,}2$ si trova $\alpha = 0{,}61$ e $\beta = 0{,}89$.

Dalla (XIV) si calcola la capacità di entrata:

$$c_i = 1(20 \cdot 0{,}61 + 1) = 13{,}2 \text{ pF}$$

Dalla (XVI) si calcola la conduttanza di smorzamento di ingresso:

$$g_i = \frac{0{,}89 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10^{-11}} = 4{,}45 \cdot 10^{-4} \text{ mho}$$

la resistenza di smorzamento di entrata vale:

$$R_i = \frac{1}{g_i} = \frac{1}{4{,}45 \cdot 10^{-4}} = 2250\ \Omega$$

L'amplificazione vale:

$$A = 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10^3 = 20$$

Si constata che C_i è molto alta e che lo smorzamento è assai forte essendo la R_i molto bassa. Nel porre $C_{ag} = 1$ pF si è supposto di impiegare un normale pentodo di uscita per bassa frequenza; dai calcoli eseguiti risulta che $C_{ag} = 1$ pF è eccessiva, quindi non si può usare un pentodo di uscita di *B F* per fare un amplificatore a larga banda, a meno che non si adotti un valore più basso per R_u di quello qui adottato ($R_u = 2$ kΩ), accontentandosi di un piccolo guadagno dello stadio. Seguendo questa via facciamo:
$R_u = 500\ \Omega$; $f\, R_u\, C_u = 5 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^2 \cdot 2 \cdot 10^{-11} = 5 \cdot 10^{-2}$
dai diagrammi per l'ascissa 0,05 si deduce:

$$\alpha = 1 \quad \text{e} \quad \beta = 0{,}05$$

allora:

$$c_i = 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^2 + 1 = 6 \text{ pF}$$

$$g_i = \frac{0{,}05 \cdot 10^{-2}}{20} = 2{,}5 \cdot 10^{-5}$$

$$R_i = \frac{10^5}{2{,}5} = 40 \text{ k}\Omega$$

il guadagno è appena:

$$A = 5 \cdot 10^2 \cdot 10^{-2} = 5$$

Per costituire l'amplificatore video di un ricevitore occorre un guadagno minimo di circa 20; si dovrebbero allora adottare due stadi. Meglio è valersi dei pentodi appositamente costruiti per le video frequenze ed aventi C_{ag} intorno a 0,1 pF e meno. Vediamo in questo caso quali sono i valori delle grandezze in gioco:

$G_m = 10^{-2}$; $R_u = 2$ kΩ ; $C_u = 20$ pF ; $f = 5$ MHz ; $Q_u = 0{,}707$; $C_{ag} = 0{,}1$ pF ; $f\, R_u\, C_u = 0{,}2$; $\alpha = 0{,}61$; $\beta = 0{,}89$; $C_i = 0{,}1\,(0{,}61 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10^3 + 1) = 1{,}32$ pF

$$g_i = \frac{0{,}89 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-2}}{20} = 4{,}45 \cdot 10^{-5} ; \quad R_i = 22500\ \Omega ; \quad A = 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10^3 = 20$$

Per frequenze molto alte si può ritenere che l'amittanza capacitiva sia:

$$Y_{ak} + Y_{ag} \cong j\, \omega\, (C_{ak} + C_{ag})$$

e l'amittanza di reazione sia:

$$Y_r = \frac{C_{ag}}{C_{ag} + C_{ak}}\, (G_m + j\, \omega\, C_{ak}) = g_i + j\, \omega\, C_i$$

Se $C_{ag} \cong C_{ak}$ la componente reale g_i è circa $G_m/2$, abbastanza grande.

L'ammettenza totale di entrata al tubo, dovuta alle capacità interelettrodiche è data dall'espressione:

$$Y_{gk} + Y_r \cong j\, \omega \left(C_{gk} + \frac{C_{ag}\, C_{ak}}{C_{ag} + C_{ak}} \right) + \frac{C_{ag}\, G_u}{C_{ag} + C_{ak}}$$

L'impedenza di trasferimento $Z = v_u / i_i$ tende a zero al crescere indefinito della frequenza come si constata dalla formula seguente:

$$Z = -\frac{G_m - j\, \omega\, C_{ag}}{j\, \omega\, C_{ag}\, G_m - \omega^2 (C_{ak}\, C_{gk} + C_{ag}\, C_{gk} + C_{ag}\, C_{ak})}$$

3) *Domanda*:

Calcolare il tempo di ritardo τ in μsec e tracciare le curve corrispondenti in funzione della frequenza in MHz (f variabile da 0 a 5 MHz) per gli amplificatori video previsti nel testo al paragrafo 3-1°)-2°)-3°)

Risposta: si tratta di verificare i valori massimi e minimi di τ nell'intervallo $0 < f < 5$ MHz. Il compito è facilitato dalle curve dell'angolo φ di sfasamento rappresentate in fig. 8. È allora sufficiente applicare la (1) $\tau = \varphi / 360 f$. Si ottengono le tre curve di fig. VI. Extrapolando queste si ricava graficamente il valore di τ in corrispondenza di $f = 0$ per la quale la (1) diviene una forma indeterminata del tipo 0/0; si ottengono in tal modo i valori 0,032 μsec (τ_{max} per l'amplificatore non compensato; si noti che tale valore è all'incirca uguale alla costante di tempo $R_c\, C = 1 \cdot 59 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-11} = 0{,}0318$ μsec), 0,033 μsec (τ_{min} per l'amplificatore compensato in derivazione), 0,0373 μsec (τ_{min} per l'amplificatore compensato in serie).

4) *Domanda*:

Calcolare le componenti g_i reale (conduttanza di smorzamento) e immaginaria C_i (capacità equivalente d'ingresso) dell'ammettenza di reazione di un pentodo PL83, per la frequenza di 5MHz, montato come trasferitore catodico per carico di uscita $R_u = 72\ \Omega$ (impedenza caratteristica di un cavo coassiale).

Risposta: le capacità interelettrodiche e la conduttanza mutua di un tubo PL83, usato come amplificatore finale video, sono le seguenti:
$C_{gk} = 11{,}2$ pF ; $C_{ak} = 6{,}6$ pF ; $C_{fk} = 10$ pF ; $C_u = C_{gk} + C_{ak} + C_{fk} = 27{,}8$ pF ; $G_m = 10{,}5$ mA/V $= 10.500$ μmbo inoltre $f = 5$ MHz ; $g_u = 1/72 = 0{,}0139$ mho.

La conduttanza di smorzamento si calcola colla formula del testo:

$$g_i = \omega^2\, C_{gk}\, \frac{C_{gk}\,(G_m + g_u) - C_u\, G_m}{(G_m + g_u)^2 + \omega^2\, C_u^2} =$$

$$= (6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6)^2 \cdot 1{,}12 \cdot 10^{-11} \left\{ \frac{1{,}12 \cdot 10^{-11}\,(1{,}05 \cdot 10^{-2} + 1{,}39 \cdot 10^{-2}) - 2{,}78 \cdot 10^{-11} \cdot 1{,}05 \cdot 10^{-2}}{(1{,}05 \cdot 10^{-2} + 1{,}39 \cdot 10^{-2})^2 + (6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6)^2 \cdot (2{,}78 \cdot 10^{-11})^2} \right\} =$$

$$= -\frac{0{,}209 \cdot 10^{-9}}{5{,}9576 \cdot 10^{-4}} \cong -3{,}5 \cdot 10^{-7} \text{ mho} = -0{,}35 \text{ μmho}$$

A titolo di verifica si calcola la g_i con l'altra formula del testo:

$$g_i = \frac{p^2}{q^2} \cdot \frac{\left(\frac{1}{A_o} - q\right) G_m}{1 + p^2} ; \text{ in cui } p = \frac{\omega\, C_u}{g_u + G_m} = \frac{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 10^{-11} \cdot 2{,}78}{1{,}39 \cdot 10^{-2} + 1{,}05 \cdot 10^{-2}} = 3{,}58 \cdot 10^{-2} ;$$

$$q = \frac{C_u}{C_{gk}} = \frac{2{,}78 \cdot 10^{-11}}{1{,}12 \cdot 10^{-11}} = 2{,}49 ; \qquad A_o = \frac{G_m}{G_m + g_u} = \frac{1{,}05}{1{,}05 + 1{,}39} = 0{,}43 < 1 =$$

amplificazione alle frequenze basse ; $\frac{1}{A_o} = \frac{1}{0{,}43} = 2{,}33$

Dunque:

$$g_i = \left(\frac{3{,}58 \cdot 10^{-2}}{2{,}49}\right)^2 \frac{(2{,}33 - 2{,}49) \cdot 1{,}05 \cdot 10^{-2}}{1 + 3{,}58^2 \cdot 10^{-4}} = -3{,}5 \cdot 10^{-7} = -0{,}35 \text{ μmho}$$

La capacità di ingresso equivalente della amittanza di reazione si calcola colla formula del testo:

$$C_i = C_{gk}\, \frac{(G_m + g_u)\, g_u + \omega^2\, C_u\, (C_u - C_{gk})}{(G_m + g_u)^2 + (\omega\, C_u)^2} =$$

$$= 1{,}12 \cdot 10^{-11}\, \frac{(1{,}05 \cdot 10^{-2} + 1{,}39 \cdot 10^{-2}) \cdot 1{,}39 \cdot 10^{-2} + (6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6)^2 \cdot 2{,}78 \cdot 10^{-11}\,(2{,}78 \cdot 10^{-11} - 1{,}12 \cdot 10^{-11})}{(1{,}05 \cdot 10^{-2} + 1{,}39 \cdot 10^{-2})^2 + (6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 2{,}78 \cdot 10^{-11})^2} =$$

$$\cong 0{,}638 \cdot 10^{-11} = 6{,}38 \text{ pF} < C_{gk}.$$

— F I N E —

Lo sviluppo della TV in Russia

Prima di affrontare il tema dello sviluppo della TV in Russia, conviene rendere omaggio al contributo universalmente riconosciuto, dato al progresso della TV, dallo scienziato pietroburghese Rosing, Boris di Leone, il quale nel 1907, cioè dieci anni dopo la scoperta da parte del tedesco Braun, del tubo a raggi catodici, presentò un brevetto riguardante l'impiego dello stesso tubo per la ricezione delle imagini trasmesse per via elettrica e per la sostituzione dei ricompositori meccanici, con cui in quei tempi si tentava di realizzare collegamenti TV per mezzo dei fili. Dopo aver constatato che la natura di qualsiasi dispositivo meccanico esclude l'impiego di velocità superiori ad un certo limite e che la loro inerzia costituisce sempre un ostacolo alla sincronizzazione, in particolare quando le velocità diventano grandi, egli costruì il suo tubo a raggi catodici esente da questi diffetti. Questo primo cinescopio conteneva già degli elementi di concentrazione elettrostatica del fascio elettronico; la deviazione era elettromagnetica. Come si è detto, l'invenzione di Rosing riguardava soltanto la parte ricevente di un impianto di trasmissione TV per mezzo dei fili; inoltre il pilotaggio del tubori chiedeva correnti molto superiori a quelle fotoelettriche, generate in trasmissione. Nella ricerca di un amplificatore adatto, egli sperimentò negli anni che precedettero la Prima Guerra Mondiale, ben 123 dispositivi basati su principii diversi.

La partecipazione russa nella ricerca di un analizzatore d'immagine, funzionante su principii elettronici, trovò la sua espressione nel 1930, quando lo scienziato A. N. Konstantinov inventò un tubo a raggi catodici da ripresa, con l'applicazione del principio di accumulo delle cariche. Seguirono lavori per l'applicazione pratica dello stesso principio, condotte nell'USA da Zvorykin e nell'URSS da Crusser, Timofièjev e da Shmàkov.

Intanto nell'Occidente si era passati all'attuazione pratica dei primi servizi sperimentali di televisione circolare per via rado e con metodi meccanici, nonostante tutti i difetti in loro insiti. Nell'URSS l'interesse a queste trasmissioni era abbastanza grande per giustificare l'inizio della produzione industriale dei primi televisori sovietici. Così apparve nel 1935 un piccolo televisore a disco, detto tipo B-2 e un altro più grande nel 1936, con due finestrini, muniti di lenti di ingrandimento, di cui uno presentava l'immagine per altezza, l'altro per larghezza, conformemente ai due standards vigenti in quei tempi. Entrambi gli apparecchi erano di creazione delle officine « Kosizki » di Leningrado (già Siemens & Halske).

Il primo centro sperimentale russo di trasmissioni TV sorse a Leningrado, nel 1938. Fin dal principio funzionò con metodi elettronici, definizione 240 righe, e le sue trasmissioni permisero lo studio e la messa a punto dei primi televisori sovietici, funzionanti con gli stessi metodi elettronici. Apriva la loro serie un modello detto TK-1, costruito nel 1939 dalle sopra nominate officine « Kosizki », in forma di armadietto, con tubo a raggi catodici circolare di 7'' montato in posizione verticale e di cui lo schermo si esaminava attraverso uno specchio, fissato alla parete interna di un coperchio, quando questo veniva alzato. Nel 1940 seguì un altro modello, sopramobile combinato con un ricevitore radio, detto 17-TH-1. Dal materiale in nostro possesso ciò non risulta ma è molto probabile che anche questo modello fosse preparato dalle officine « Kosizki ».

Quasi contemporaneamente col primo, naque a Mosca il secondo centro di emissione TV russo. Si iniziò con una camera da presa sola e con un banco per la trasmissione dei films. Tutto materiale d'importazione. La definizione adottata era di 343 righe.

Dopo la parentesi bellica entrambi i centri di diffusione TV russa ripresero la loro attività e furono ampliati e perfezionati. A Leningrado la definizione fu aumentata fino a 441 righe e per la trasmissione del suono si adottò la MF. Le officine « Kosizki » crearono nel 1946, per la ricezione con questo standard, un modello di televisore denominato « Leningrad T1 », con un tubo circolare di 7''. A Mosca nel 1947 si adottò lo standard, tuttora vigente nell'URSS, di 625 righe, polarizzazione negativa, MF per il suono, 6,5 MHz tra le portanti. Contemporaneamente, per la ricezione dei programmi di Mosca, venne approntato un modello di televisore denominato « Moskvic T1 », a 7'' che fu il primo televisore di produzione industriale per la definizione di 625 righe. Seguirono anche lavori di ampliamento del telecentro di Mosca, con i quali il numero degli studi da uno fu portato, verso la fine del 1948, a quattro. Nello stesso anno cominciò a funzionare la prima stazione di ripresa TV mobile.

La diffusione di tutti i tipi di televisori finora elencati era relativamente limitata. Il primo televisore di diffusione larghissima fu il modello KVN-49, creato sempre dalle stesse officine di Leningrado, nel 1949. Si tratta di un apparecchio con facile possibilità di adattamento a qualsiasi dei due standards in uso a quei tempi in Russia. Ebbe molteplici varianti, tutte a 7'' (salvo l'ultima) e fino al 1954 almeno, era il modello più diffuso nell'URSS.

Verso la fine dello stesso 1949 apparve il primo televisore con cinescopio a 9'' detto « Leningrad T2 », costruito nella città omonima e pensato originariamente per il suo standard. Ebbe una diffusione quasi uguale a quella del modello KVN-49.

Un passo successivo viene fatto nel 1950 con la creazione del primo televisore con schermo circolare di 12''. Si tratta del modello «Leningrad T3 », combinato con un ricevitore radio, realizzato con una impronta di lusso e molto costoso. La sua diffusione fu limitata ma è interessante notare che fin dal principio era predisposto per la definizione 625 righe, ciò che sembra indicare il fatto che dal 1950 anche la trasmittente TV di Leningrado sia passata allo standard di Mosca.

Nella prima metà del 1952 si inaugurò il terzo centro di diffusione TV sovietica: Kijev. Verso Natale dello stesso anno cominciò a funzionare la prima emittente TV siberiana, gestita da insegnanti e studenti radiotecnici dell'Università Politecnica di Tomsk; per cominciare si lavorò qui con definizione 320 righe e analisi progressiva ma nel successivo anno 1953 si passò allo standard normale sovietico,

A questo punto, prima di continuare il nostro panorama, occorre ricordare che il 1953 fu anno di notevole importanza per la politica interna sovietica. Come vedremo subito, ciò non ebbe ripercussioni negative sullo sviluppo della TV nell'URSS, anzi la monotonia dei KVN-49 e dei Leningrad-T2 venne interrotta dalla apparizione di ben 5 modelli di televisori a 12'', più uno a 9''. Contemporaneamente si costituirono numerosi circoli di radioamatori, che seguendo l'esempio dei radioamatori di Tomsk (i quali a loro volta seguivano quelli di Kijev), si proposero la costruzione e l'esercizio sperimentale di emittenti TV. In tal modo verso la fine 1954, nonostante che il numero delle stazioni TV gestite dallo Stato fosse aumentata soltanto di una unità (Riga in Lettonia), numerose altre gestite da circoli di radioamatori, funzionavano, precisamente a Chàrkov, Odessa, Vinniza, Alexàndrovo, Gòrkij, Omsk, Tomsk. La prima di queste, dopo l'inaugurazione al principio del 1955 della trasmittente TV statale di Chàrkov, continuò ad esistere per due anni almeno, se non più, e questa coesistenza si spiega facilmente se si considera che la stazione statale trasmetteva in alcuni giorni della settimana e per poche ore soltanto. Altre stazioni, iniziate da radioamatori, passarono sotto gestione statale di modo che, verso la fine dello stesso anno, il numero ufficiale delle stazioni statali arrivò a 12, poi a 20 verso la fine del 1956 e a 37, verso quella del 1957. Attualmente sono allo studio o in costruzione, una sessantina di stazioni, tra centrali autonome ed alcune ripetitrici di potenza, sul modello di quella di Kalinin, funzionante dal 1955. Tutte queste emittenti TV, vengono costruite secondo piani unificati e su di esse torneremo più avanti.

Riprendendo il tema dei televisori, l'anno 1954 è stato caratterizzato dalla comparsa del primo televisore sovietico con cinescopio 16'', seguito da tre modelli a 12'', mentre del popolarissimo KVN-49 appare una nuova (e sembra ultima) versione: KVN-M con cinescopio 9''. Il primo di questi 5 tipi di televisori è equipaggiato ancora interamente con valvole tipo octal e la finale di riga è una 807, ma tra i modelli a 12'' c'è già qualche valvola miniatura.

Il 1955 è l'anno della comparsa del circuito cascode nei televisori domestici di produzione industriale sovietica. Per primo esso venne applicato in una variante del televisore « Bielorùsj » a 12'' dell'anno precedente, combinato questa volta con un radiogrammofono. Questo tipo però non ebbe larga diffusione. Tra i televisori di quell'anno, che si sono affermati, il circuito cascode appare per primo in una versione del 16'' dell'anno precedente, con tutte le valvole octal, oltre ai due doppi triodi miniatura del selettore-mescolatore per 5 canali TV, e in una variante di un 12'' del 1953, completamente equipaggiato con valvole miniatura. Tra questi modelli di televisori, costruiti nel 1955, c'era ancora uno a 12'' e piuttosto popolare, ma del suo costituzione interna si hanno poche notizie.

Nell'anno 1956 lo sviluppo della televisione nell'URSS prende una spinta eccezionale: a disposizione dei costruttori vengono messi oltre alle valvole miniatura ed altri componenti circuitali miniaturizzati, anche condensatori elettrolitici di grande capacità, come 100 o 300 μF e di piccolo ingombro, altoparlanti elittici, cinescopi rettangolari e non soltanto dalle diagonali 14'' o 17'', ma anche un certo numero a 21'', appaiono nuove valvole per il circuito cascode e per quelli di deviazione; per il primo viene elaborato un nuovo selettore a 12 canali, perfezionato rispetto a quello dell'anno precedente e che entra a far parte di una serie di altri componenti circuitali normalizzati, come trasformatori di uscita orizzontale ed altri. Infine nella metà quasi dei modelli di televisori di quell'anno, fà la sua prima apparizione il sistema intercarrier. Nel corso dello stesso 1956 sono apparsi tre modelli di televisori 14'' ed in uno di essi compaiono circuiti stampati; inoltre due modelli a 17'', tre a 21'' e un modello per proiezione su grande schermo di 90 × 120 cm. In conclusione si può affermare che grazie ad enormi sforzi compiuti in varii campi della tecnica elettronica sovietica, verso la fine del 1956 la tecnica della ricezione TV nell'URSS si è messa quasi alla pari con quella occidentale.

Nel 1957 si prosegue nello stesso spirito dell'anno precedente. In relativamente pochi modelli creati (precisamente uno 14'', uno 17'' e uno 21'') si delinea una tendenza verso la riduzione dell'ingombro del mobile e del consumo di energia. Il patrimonio globale dei televisori nell'URSS, da 132 300 unità alla fine dell'anno 1951, è passato a 1 800 000 unità verso la fine del 1957, di cui 300 000 circa nella regione di Leningrado, 50 000 in quella di Svierdlòvsk e 150 000 nell'Ukraina, cioè in prevalenza intorno alle città di Kijev, Chàrkov e Stalino. Ricordiamo che la popolazione dell'URSS si aggira sui 200 milioni e che il suo territorio occupa circa un sesto di tutti i continenti.

Tornando al tema delle emittenti TV sovietiche possiamo constatare che fino a poco fà la loro rete si basava su tre tipi di stazioni: potenza (video/audio)

15/7,5 kW, per impianti con 8 canali di camere da presa

5/2,5 kW, per impianti con 5 canali di camere da presa

2/1 kW, per impianti con 3 canali di camere da presa.

Attualmente questa corrispondenza tra potenza e numero di canali per camere da presa, non è strettamente osservata e l'unificazione dei complessi trasmittenti di TV è indipendente dall'unificazione dei centri di produzione dei programmi, cioè dal numero dei loro studi, dall'equipaggiamento in camere da presa ecc.

Prossimamente la gamma delle potenze dei complessi trasmittenti di TV verrà estesa e comprenderà oltre a quelle sopra indicate, potenze di 50 ÷ 80 kW per complessi destinati all'ampliamento dei centri di diffusione TV di Mosca e di Leningrado; d'altra parte per le zone marginali e per la diffusione dei programmi TV in piccole località situate lungo le linee di trasmissione dei medesimi si prevedono piccole stazioni ripetitrici, di potenza 20/7 W per i canali inferiori (48 ÷ 100 MHz), oppure di 100/20 W per i canali superiori (174 ÷ 230 MHz), con raggio d'azione 6 ÷ 8 km.

Per i nuovi centri di produzione dei programmi TV è stata stabilita la seguente classificazione.

Di prima classe saranno centri comprendenti uno studio grande (1000 ÷ 600 m²), uno medio (450 ÷ 300 m²), uno studio piccolo (80 ÷ 55 m²) per l'annunciatore e con posto per la eventuale disposizione dei modelli (per esempio di costruzioni), infine un vano per l'impianto del telecinema. Il numero di canali per le camere da presa sarà in questa classe 8.

Alla stessa classe appartengono impianti sprovvisti dello studio medio e quindi con minor numero di canali di camere (5).

Di seconda classe saranno stazioni con 4 canali di camere, sprovviste dello studio grande (1000 ÷ 600 m²), identiche negli altri particolari alle stazioni di classe precedente.

Di terza classe saranno centri con uno studio solo (200 ÷ 150 m²) e coll'impianto del telecinema; complessivamente 3 canali.

Alla quarta classe apparterranno telecentri di struttura semplificata, con limitate possibilità di produzione di programmi proprii, prevalentemente ripetitori. Avranno uno studio solo, di piccola quadratura di 80 m² circa per l'annunciatore e un vano per le apparecchiature del telecinema. Telecentri di questa classe sarebbero destinati per servire località di minore importanza e situate su percorsi di linee di trasmissioni dei programmi TV.

Telecentri che non corrispondono a nessuna di queste classi, sono da considerarsi fuori classe. Come tali si costruiscono i telecentri di Mosca e di Leningrado, destinati alla trasmissione di due programmi in bianco-nero e forse anche di quello a colori, come terzo.

Com'è stato già accennato, la potenza del trasmettitore non influisce sulla classificazione. Così per esempio, per un telecentro di quarta classe non è esclusa la possibilità di essere accoppiato ad una trasmittente di potenza 15/7,5 kW di solito però un complesso di studi di terza classe si accoppierà con una trasmittente di 2/1 kW e invece un complesso di seconda classe, con una trasmittente di 5/2,5 kW.

Entrambe le parti di un telecentro, e precisamente la sua stazione trasmittente ed il complesso dei suoi studi, possono essere territorialmente separati (di non oltre 10 km) oppure uniti, in corrispondenza alle condizioni locali del luogo. Non è escluso inoltre un abbinamento agli studi di televisione di quelli radiofonici,

Praticamente, la stragrande maggioranza dei centri di TV sovietici sarà di seconda classe, con studi e trasmittente territorialmente separati. La potenza di quest'ultima sarà in prevalenza di 5/2,5 kW per la televisione, più quattro volte 2,5 kW per la diffusione di due programmi radiofonici a MF.

Il programma di lavoro di un telecentro di questa classe, oltre alle trasmissioni dagli studi, comprende trasmissioni dagli esterni, cioè dalle sale di spettacolo o delle manifestazioni all'aperto. Una parte rilevante dei programmi prendono dimostrazioni dei films normali o dei cortometraggi preparati specialmente per la TV. Nel caso che il telecentro si trovi su una linea di collegamento tra altri telecentri, uno scambio di programmi dovrebbe essere possibile. A questo punto conviene sottolineare che, visto l'immensità del territorio dell'URSS, la distanza media tra due centri di diffusione TV, anche dopo il 1960, quando il loro numero, conformemente al piano, dovrà superare le 75 unità, sarà sempre di molto superiore alle corrispondenti distanze in Italia.

La distribuzione delle aree nell'edificio degli studi di un centro di seconda classe sarebbe la seguente: studio di recita 300 m², con una area di recita di dimensioni 7 × 10 m e quattro aree di 3 × 5 m; lo studio può contenere 110 persone; sala di controllo e di regia 90 m²; studio del telecinema 50 m²; studio dell'annunciatore 55 m², ove rimangono libere due aree di 2 × 3 m per la recita o per la disposizione dei modelli; inoltre, per il caso quando una parte del programma TV si dovesse immettere nella rete radiofonica, è previsto uno studio per il relativo annunciatore o commentatore; sala di proiezione e di scelta dei films, per la composizione dei programmi e degli intervalli tra le recite. Inoltre locali annessi come: deposito delle decorazioni, sala di pittura delle stesse, camerini, sala di trucco, guardaroba, depositi vari, laboratorii dei registi dei pittori, della redazione. Vani di destinazione tecnica come per l'impianto di ventilazione e di condizionamento dell'aria, sottostazione di trasformatori. Una costruzione separata comprende le caldaie del riscaldamento centrale, i refrigeratori ed i garage per i due carri della stazione di ripresa mobile e per le vetture di servizio. Per l'isolamento acustico degli studi sono state prese varie misure tra cui muri doppi appoggiati su fondamenti indipendenti, finestre triple, lastre assorbenti ecc.

Il registro di un centro di seconda classe dispone di quattro canali video, per cinque camere da presa, di cui una è considerata di riserva. Si fa uso delle così dette camere tipo KT-5A munite di quattro obiettivi a cambio rapido, dalle focali da 35 a 135 mm e di un tubo da presa supericonoscopio, richiedente una illuminazione di 1500 ÷ 2000 lux. Altri tubi da presa sono allo studio, in particolare del tipo vidiconoscopio di dimensioni ridotte. Per illuminamenti inferiori, cioè fino a unità di lux e di regola nelle stazioni di ripresa mobili, si fà uso delle camere così dette tipo KT-6 con un superorticonoscopio il quale, pur essendo più sensibile, non offre la stessa definizione ed ha un più alto livello di disturbi. I quattro obiettivi a cambio rapido di questa camera hanno focali da 50 a 500 mm.

Per gli studi di teleproiezione esistono nell'URSS due tipi di impianti di proiezione dei films e delle immagini fisse, con due tubi di presa; la continuità di una proiezione è assicurata da un commutatore ottico automatico e comandabile a distanza dal pulpito di regia. Entrambi i tipi di impianti funzionano col sistema del lampeggiatore e dell'accumulo delle cariche. Allo studio si trova un impianto funzionante col sistema flyng-spot, con il quale in primo luogo verrà equipaggiato il nuovo centro TV di Mosca. Degli studi per la teleproiezione entrano a far parte anche i dispositivi per la trasmissione del monoscopio, del campo a scacchiera, generatori dagli impulsi di sincronismo e amplificatori di linea.

Il consumo di energia elettrica di un centro di seconda classe con trasmittente di 5/2,5 kW di potenza comporta 300 kW per il complesso degli studi e 180 kW per quello emittente. Per garantire la continuità del rifornimento in energia elettrica si prevede l'alimentazione di ogni stazione da due linee indipendenti. Il terreno occupato sarebbe di 130 × 130 m per il complesso degli studii e 120 × 120 m per la parte emittente. Lo stesso in variante unica: 140 × 160 m.

I telecentri unificati di altre classi, sono identici nei particolari e differenti nelle dimensioni delle costruzioni e nel raggruppamento degli elementi unificati. Per la sistemazione delle antenne è stata creata una torre a tralicio unificata, di altezza di 180 m. L'antenna per il programma TV e per i due programmi a MF, arriva a una altezza di 192 m. All'altezza di 150 m vengono collocate le antenne paraboliche comandate a distanza, per il collegamento con le stazioni di ripresa mobili, permettendo di mantenerlo in un raggio di 20 km. La stessa torre porta l'antenna parabolica fissa per la tramissione del contenuto video, qualora gli studi non si trovino sullo stesso terreno della stazione trasmittente, e la distanza tra loro è di oltre 1, fino a 10 km. I collegamenti di servizio, il contenuto audio del programma TV e quello per la MF, vengono sempre trasmessi per mezzo di cavi appositi. La torre può portare inoltre le antenne paraboliche fisse di un ponte hertziano interurbano. Il pulpito di regia e di smistamento delle riprese esterne si trova nell'edificio della stazione trasmittente.

Com'è stato già detto, una classe particolare sarà costituita dai telecentri di Mosca e di Leningrado. Nonostante che i lavori di ampliamento non siano ancora ultimati, il primo di questi telecentri trasmette già due programmi e si prevede in un futuro non ben definito, di emettere un terzo programma TV a colori. Non ci risulta invece che il centro di Leningrado abbia già iniziato l'emissione del suo secondo programma TV. La potenza delle stazioni del primo programma dovrebbe essere portata a 50/25 kW, ma si parla anche di 80/50 kW.

Secondo il progetto, il centro di Mosca comprenderà una dozzina di studi principali ed alcuni ausiliari. La quadratura dei primi sarebbe di 1000, 600, 300 e 150 m², con posti per gli spettatori in alcuni di essi. Di questo programma, nel corso degli anni 1956 e 57, è stato eseguito lo studio di 600 m², — il più grande nell'URSS — ed un altro di 150 m². Funziona già il pulpito di comando per 12 canali da presa ed il nuovo banco del telecinema per films di 35 e di 16 mm con tubi di presa vidicon. Per il secondo programma sono stati terminati lavori di costruzione e di allestimento di uno studio di 200 m², con un impianto di regia per 3 camere da presa e la relativa sala. Pure lo studio del telecinema.

La nuova stazione trasmittente per la diffusione di entrambi i programmi televisivi e di tre programmi radiofonici a MF, sarà situata nel quartiere sud-occidentale di Mosca e verrà provvista di una torre, alta almeno 300 m, che porterà tutte le antenne occorrenti.

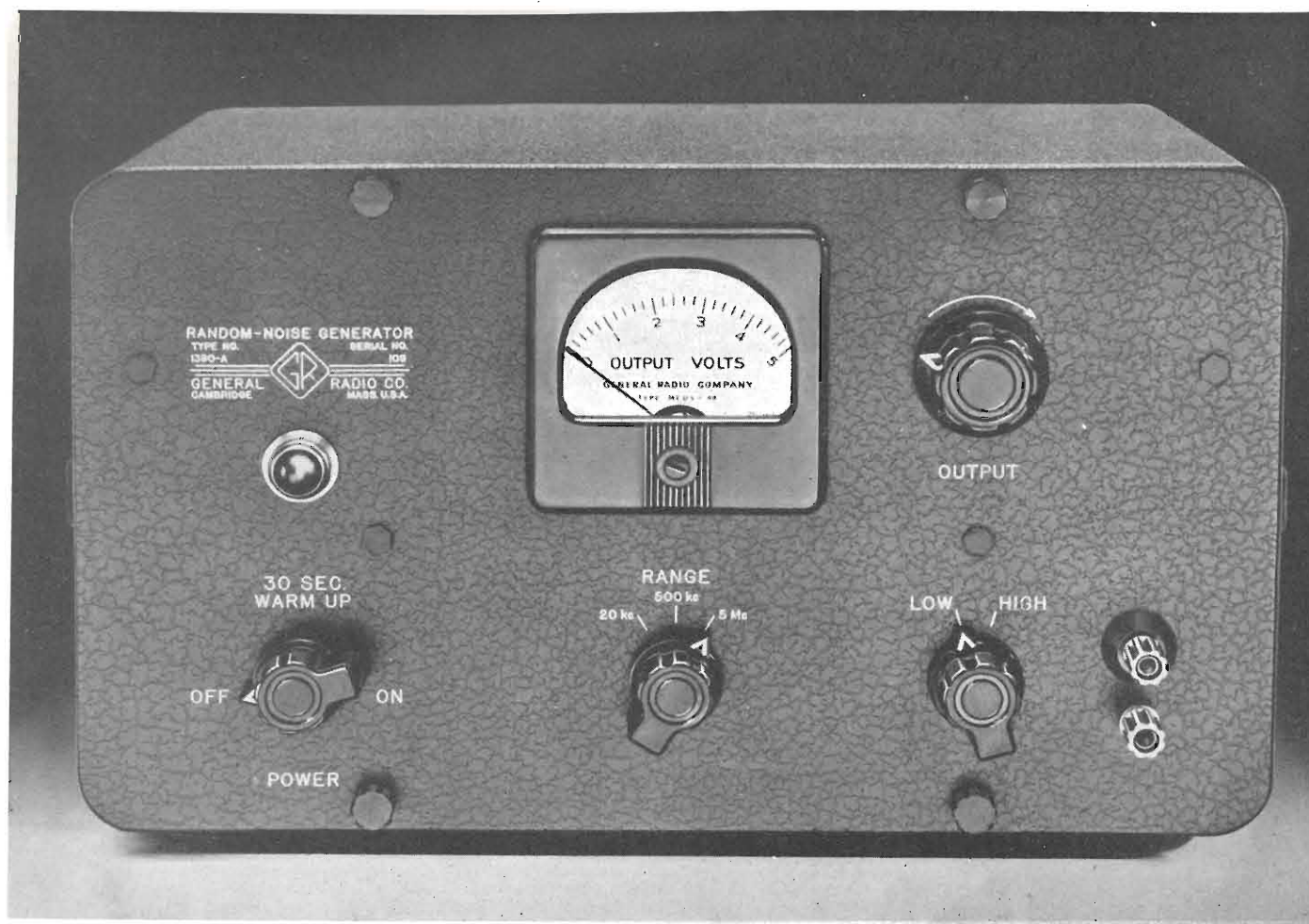
Per la realizzazione delle riprese degli esterni, il centro di Mosca dispone attualmente di cinque stazioni mobili (ognuna composta da due carri) e di due punti di ritrasmissione fissi, di cui uno (in piena efficienza) nei pressi del campo sportivo principale e l'altro in una piazza della città, vicina a cinque sale di spettacolo, tra cui il teatro Bolsciòj, con le quali viene collegato per mezzo di cavi coassiali. Considerando l'entità dei lavori, sembra che essi non sono ancora completamente ultimati. È in vista la costruzione di 6 altri punti fissi di ritrasmissione. Dal punto fisso il contenuto delle riprese verrà trasmesso per ponte radio al punto di smistamento del telecentro.

Siccome i films di un certo metraggio, sia come brevi intermezzi tra le riprese dirette, occupano oltre 1/3 dell'intero programma TV, si organizza presso il telecentro di Mosca, anche un centro di produzione dei films che avrà per compito il rifornimento di films a tutti i centri TV dell'URSS, compreso quello di Mosca. Questa fabbrica dei programmi TV sarà equipaggiata in tutti i mezzi moderni necessari per le riprese cinematografiche dirette o indirette, cioè dai teleschermi collegati con punti di riprese televisive, anche se trasmesse per mezzo della rete TV interurbana; laboratori di ogni genere: per il rapido e normale sviluppo delle pellicole, per la preparazione delle decorazioni ecc.

Uno sviluppo analogo a quello di Mosca dovrebbe prendere il centro di Leningrado: esiste anche qui l'intenzione di iniziare un secondo programma, di aumentare la potenza della trasmittente e di munirla di una torre alta almeno 300 m. Nel centro della città è sorto anche prima di Mosca un punto fisso per le trasmissioni dagli esterni, situato in vicinanza di alcune sale di spettacolo della città; il numero di questi punti dovrebbe essere moltiplicato. Nel quadro dei lavori di ampliamento del telecentro di Leningrado si prevede la costruzione di un nuovo edificio per gli studi. Sarà di quattro piani e occuperà un superficie di 80 × 100 m. I suoi interni comprenderanno nove studi di cui i maggiori avranno superficie di 600, 450 e 300 m² e avranno sale di regia autonome. La superficie della sala di controllo e smistamento centrale sarà di 200 m². Tra i varii servizi che comprenderà questo edificio, vi sarà anche quello di registrazione dei programmi TV su pellicole, che potranno essere archivate o moltiplicate allo scopo di fornire materiale per i programmi degli altri telecentri. Una « fabbrica » insomma, concorrente a quella di Mosca. Tenendo presente il continuo contributo dei tecnici di Leningrado allo sviluppo della televisione in Russia, si può aspettare che questo programma verrà largamente superato.

Riguardo le stazioni di ripresa mobili, montate su autocarri, la prima è entrata in servizio a Mosca nel 1948. Il prototipo del tipo definitivamente adottato, è stato studiato nel 1949 a Leningrado e provato in servizio nel 1950. La versione attualmente costruita è del 1952. Si compone di due carri e di essa, oltre ai telecentri di Mosca e di Leningrado, è stata assegnata una coppia ad ognuno dei seguenti telecentri: Kijev, Riga, Bakù, Vilnius, Erevànj, Minsk, Stàlino, Tashkènt, Tbilisi.

Al collegamento dei centri televisivi tra loro devono servire cavi coassiali e ponti radio. L'estesione di questi ultimi, nell'esecuzione dell'attuale piano quinquennale, cioè verso la fine del 1960, dovrebbe raggiungere 10 000 km. Una parte di questo piano è già stata attuata ed i centri di diffusione TV di Kalùga, Stalinogòrsk, Tula, Riasànj, Ivànovo, Jaroslàvlj, Kostromà, ricevono i programmi di Mosca per ponti radio; altri, come Kalinin, Vladimir, per cavi coassiali. Lo stesso rispetto a Leningrado: per ponte radio riceve i suoi programmi il centro di Tallin; questa linea dovrebbe estendersi successivamente sulle città di Riga, Vilnius, Minsk. Per cavo coassiale giunge il programma di Leningrado a Nòvgorod (160 km).

Per la compilazione della presente rassegna, ci si è valsi di notizie sparse su varii fascicoli della rivista sovietica *Radio*. *(O. Cz.)*

Un Generatore di Rumore Bianco*

Nella rassegna che quasi ogni mese conduciamo da queste pagine sui principali strumenti di misura, presentiamo ora un elemento di transizione tra le misure di bassa frequenza e quelle di alta frequenza. Il generatore di rumore bianco trova infatti vastissime applicazioni nella tecnica elettronica.

a cura del dott. ing. Franco Simonini

SI TRATTA di uno strumento di carattere tipicamente professionale che interesserà particolarmente i tecnici di laboratorio pur permettendo anche ai radiotecnici una visione abbastanza precisa delle misure professionali specie nel campo delle telecomunicazioni. La cosa è tanto più interessante in quanto si tratta di applicazioni per lo più poco conosciute. Allo scopo riporteremo alla fine di questo articolo tutta una serie di note bibliografiche sull'argomento.

(*) Il generatore di rumore bianco, mod. 1390-A, è costruito dalla General Radio Co., rappresentata in Italia dalla Ditta Ing. S. e Dr. Guido Belotti, Milano.

1. - LE PRINCIPALI APPLICAZIONI.

1.0.1. - Campo psicoacustico.

Il generatore di rumore è il mezzo più utile per eseguire test psicoacustici; sia che si tratti di diminuire la comprensibilità dei suoni mascherandoli con un certo livello di disturbo, sia che occorrano dei test di interferenza o che si desideri determinare qualche larghezza di banda critica, oppure fare più semplicemente una misura di livello o una serie di test audiometrici. Per la bibliografia relativa rimandiamo alla fine dell'articolo.

1.0.2. - Campo elettroacustico.

Il generatore di rumore permette molte prove nel campo elettroacustico, in particolare l'analisi della risposta degli altoparlanti e la misura del rendimento a vari livelli degli altoparlanti stessi oltre alle curve di risposta dei microfoni. Il fatto che questo generatore permetta un'uscita costante su di un vasto spettro di frequenze comporta per conseguenza la possibilità di valutare la risposta complessiva o il rendimento di un trasduttore elettroacustico con un'unica misura di livello.

1.0.3. - Misura di acustica di ambienti.

Vale a dire per misure del tempo di riverberazione, misure di assorbimento di pannelli o di pavimenti, analisi degli effetti di irregolarità negli ambienti, oltre che per la misura di segnali di trasmissione in condizioni stazionarie.

1.0.4. - Dimostrazione di statistica.

La distribuzione della tensione di disturbo alle varie frequenze è variabile secondo precise leggi statistiche in valore istantaneo da istante a istante anche se la distribuzione delle tensioni di uscita lungo lo spettro è mediamente costante.

Basandosi su questo dato di fatto è possibile impostare tutta una serie di esperienze di statistica con l'aiuto, se del caso, di calcolatrici elettroniche per sveltire l'andamento delle operazioni che si deve basare sempre su di un certo numero di letture di livello.

1.0.5. - Misure di interferenze.

Nel campo delle telecomunicazioni il generatore di rumore viene comunemente impiegato per misure di diafonia. In pratica un canale di telecomunicazione viene alimentato con una tensione di disturbo a larga banda e su di un altro canale opportunamente scelto si ascolta e si misura la tensione di disturbo.

Anche in questo caso la distribuzione su di un largo spettro delle frequenze di disturbo semplifica sensibilmente le misure. Per ciò che riguarda le interferenze, le applicazioni poi si estendono anche al campo delle telecomunicazioni via radio e permettono di stabilire i livelli di disturbo ammissibili.

1.0.6. - Determinazione del rapporto segnale-disturbo.

Nel caso di amplificatori a larga banda il metodo più pratico per la misura del rapporto segnale-disturbo consiste nel determinare il rapporto tra la tensione di uscita con l'amplificatore alimentato da un generatore di disturbo ed il livello di uscita misurabile con l'amplificatore chiuso in entrata ed uscita sulle relative impedenze di lavoro e senza segnale all'ingresso.

1.0.7. - Analisi del disturbo.

Data la distribuzione spettrale del livello emesso da un generatore di rumore la lettura dipende dalla banda con cui lavora l'analizzatore d'onda. Il più comodo, in quanto operante con banda costante di 5 Hz di ampiezza indipendente della frequenza analizzata, è il 736 A della G.R.

Le letture sono sempre riportate di norma ad un livello riferito ad 1 Hz di banda. Questo livello viene definito « densità di livello spettrale » (*spectral voltage density*).

Ad esempio per la banda di 5 Hz del 736-A la lettura va divisa per $\sqrt{5} = 2{,}24$ il che significa poi sottrarre 7 dB dalla lettura sulle scale in dB.

Data la ristretta banda a disposizione per la misura, il livello naturalmente non sarà costante dato anche il relativamente basso tempo di integrazione di questo voltmetro. Per conseguenza si potranno notare fluttuazioni dell'ordine dei 6 dB. Per ricavare una lettura attentibile occorrerà protrarre la misura per qualche tempo e ricavare il valore medio.

1.0.8. - Segnali di riferimento.

Specie nella tecnica della registrazione il generatore di rumore può essere di grande aiuto nel permettere i rilievo delle condizioni di incisione cui è sottoposto il materiale e come test per le condizioni di alterazione dell'incisione stessa.

Sempre per il buon motivo che contiene su di un vasto spettro tutte le frequenze desiderate, il segnale di disturbo permette una notevole semplificazione di controlli che, anzichè venir eseguiti con un certo numero di frequenze campione, vengono ottenuti di solito con l'analisi del disturbo e di un solo tono a 400 Hz.

Con questi due segnali vengono condotte misure di risposta, di rapporto segnale-disturbo, di distorsione e di disturbo di incisione (flutter).

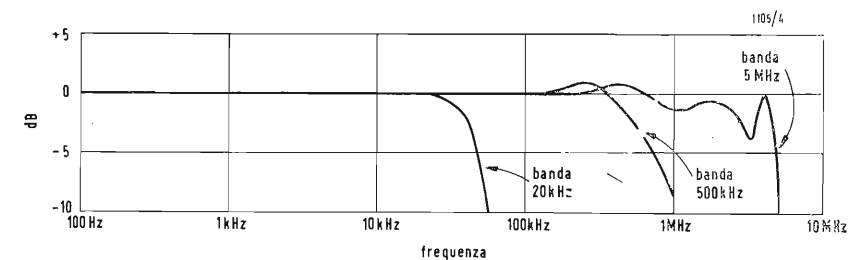



Fig. 1 - Andamento delle risposte lungo lo spettro nelle tre bande considerate.

1.0.9. - Altre applicazioni.

Il generatore di disturbo può venir impiegato come sorgente di livello per paragone di effettiva ampiezza di banda e costituire così un ottimo elemento di collaudo. In unione con un amplificatore selettivo il generatore di rumore si comporta come un generatore di singole frequenze con una larga banda di lavoro.

Inoltre il generatore di rumore può in alcuni casi semplificare la ricerca delle condizioni di risonanza di un sistema.

Fig. 2 - Schema semplificato dell'apparato.

2. - LE PRESTAZIONI DELLO APPARATO.

2.0.1. - Campi di frequenza.

Mediante apposite commutazioni

possono venir selezionati tre campi di lavoro:
- 20 kHz: lo spettro come livello è uniforme da 30 a 20 000 Hz ± 1 dB
- 500 kHz: lo spettro come livello è uniforme da 30 Hz a 0,5 MHz ± 3 dB
- 5 MHz: lo spettro come livello è abbastanza uniforme e precisamente entro ± 3 dB da 30 Hz a 500 kHz e da 500 kHz a 5 MHz ± 8 dB.

2.0.2. - Tensioni di uscita.

Come circuito di uscita non caricato la massima tensione di uscita su ciascuna delle tre gamme è mediamente 1 V efficace.

Lo spettro medio con 1 V di uscita è all'incirca il seguente:
- banda di 20 kHz max: 6 mV per 1 Hz di banda
- banda di 500 kHz max: 1 mV per 1 Hz di banda
- banda di 5 MHz max: 0,5 mV per 1 Hz di banda.

Il divisore di tensione tipo 700-P, che può venir impiegato con questo strumento permette bassi livelli di uscita. I fattori di moltiplicazione che esso permette per i valori letti nel voltmetro di uscita sono:

0,1; 0,01; 0,001; 0,0001.

2.0.3. - Impedenza di uscita.

L'impedenza caratteristica per la massima uscita è di circa 800 Ω.

L'uscita è prelevata da un potenziometro di 2000 Ω. L'uscita è sbilanciata, presenta cioè un terminale collegato a massa.

2.0.4. - Forma d'onda.

Per bande limitate dello spettro di frequenza il tubo a gas che genera il disturbo, permette una buona, normale o gaussiana distribuzione di ampiezze. Per la banda dei 20 kHz questa distribuzione è limitata solo leggermente dalla inevitabile limitazione di ampiezza che comporta l'amplificatore. Qualche taglio capita nella parte superiore dello spettro nelle bande dei 500 e 5000 kHz di banda. Vedi fig. 2.

2.0.5. - Controlli.

Commutatore di banda, potenziometro di uscita, ed attenuatore di livello 10 : 1.

2.0.6. - Alimentazione.

Da 105 a 125 o 210 ÷ 250 V 50 ÷ ÷ 60 Hz. Il consumo totale è di circa 50 W.

2.0.7. - Tubi.

una 6D4, due 6AQ5, una 3-4

3. - LO SCHEMA ELETTRICO.

In fig. 3 è riportato lo schema semplificato dell'apparato. Come si vede l'oscillatore di disturbo è costituito da

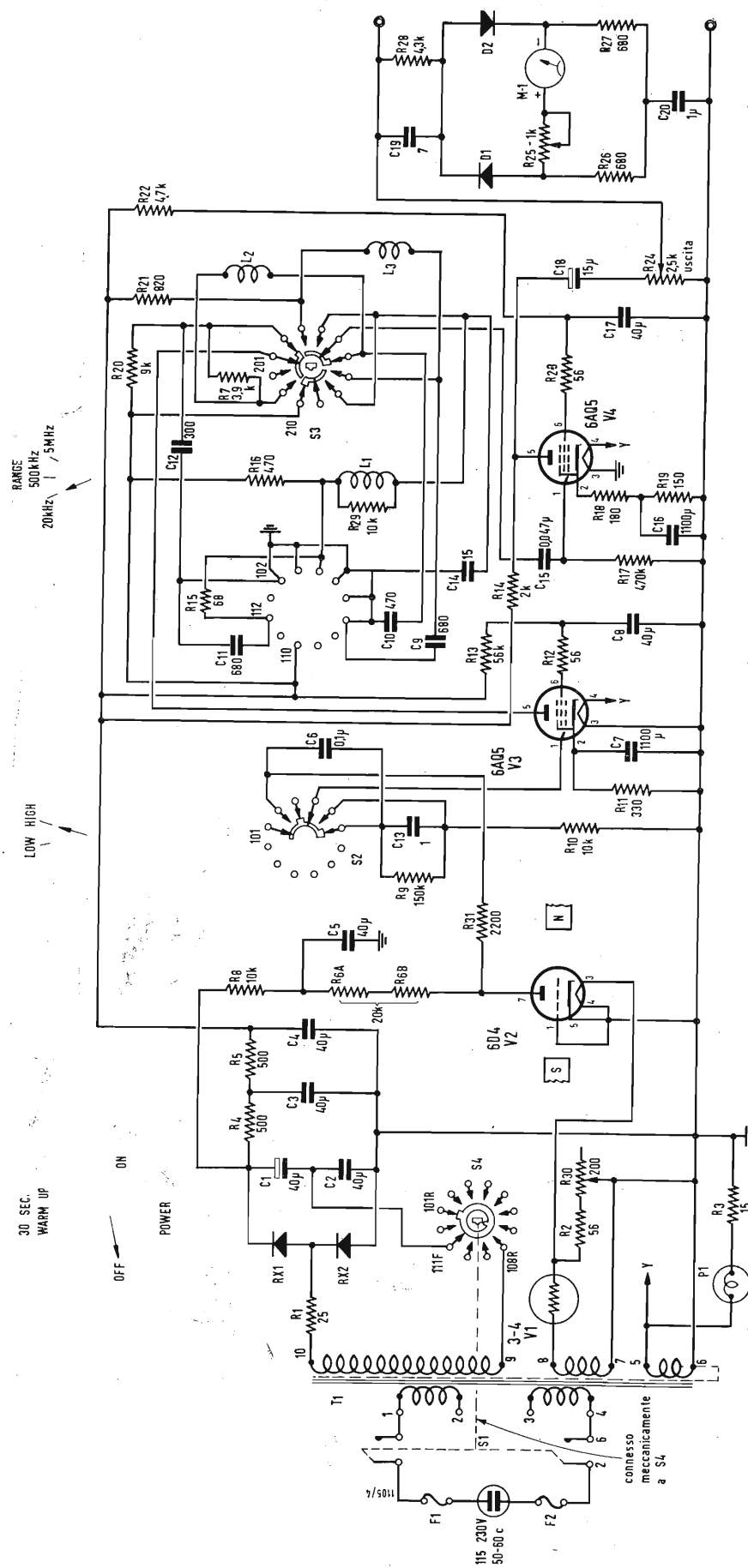



Fig. 3 - Schema generale dell'apparato.

un tubo a gas appositamente progettato allo scopo: una 6D4. Esso è disposto in un campo magnetico trasversale generato a parte da un magnete permanente. Questo artificio ha il compito di rendere più uniforme e più esteso lo spettro di frequenze generato In tal modo la 6D4 può generare una tensione di disturbo fino ai 20 MHz circa.

In pratica però il nostro strumento permette una banda solo fino ai 5 MHz (vedi gli andamenti indicati in fig. 1).

Qualora si richiedono frequenze superiori ai 5 MHz la General Radio consiglia di ricorrere ad una modulazione 30 Hz ÷ 5 MHz mediante segnale fondamentale portante di 5 MHz per mezzo di un modulatore a portante soppressa.

In tal modo la gamma di lavoro si estende fino ai 10 MHz.

Continuando a considerare lo schema semplificato dopo il tubo a gas è stato disposto un tubo preamplificatore che alimenta con apposite commutazioni tre filtri con 20 kHz, 0,5 MHz, 5 MHz di frequenza di taglio superiore.

Dai filtri sempre tramite commutazioni si esce verso un'amplificatrice che alimenta l'uscita a potenziometro; tra il cursore di quest'ultimo e massa è disposta un voltmetro a doppio diodo a ponte che permette il controllo dei livelli di uscita.

Vediamo ora i particolari relativi allo schema di principio completo di fig. 4. Il tubo a gas 6D4 Sylvania viene regolato come tensione di filamento da una valvola Amperite 3-4 che si comporta come una resistenza anomala che esercita un controllo di corrente per il filamenti. Se la tensione sale, un anche piccolo aumento di corrente provoca un aumento notevole di resistenza che limita la corrente. Se al contrario la tensione scende anche con piccola diminuzione di corrente ciò comporta una notevole riduzione di resistenza nel filo caldo del tubo 3-4 della Amperite di modo che anche in questo caso si ha una notevole stabilizzazione di corrente.

Non è per nulla che si ha tanta cura del filamento del tubo a gas come pure non è per nulla che il comando di accensione POWER provede una posizione di attesa 30 SEC WARM-UP per l'accensione dei filamenti, con la quale l'anodica non vien applicata.

Tutti i tubi a gas infatti, a causa degli ioni positivi che si formano all'interno del tubo, corrono il rischio di veder distrutto il catodo dal bombardamento degli ioni di massa rilevante che vengono attratti dato la loro carica positiva dal catodo stesso.

Unica difesa la nube di elettroni emessa dal catodo che è di intensità sufficiente solo a patto che il catodo sia caldo quanto basta, cioè riscaldato da una corretta corrente di filamento e lasciato riscaldare a sufficienza quando l'apparecchio viene acceso.

Se non si osservassero queste precauzioni la vita della 6D4 si ridurrebbe sensibilmente e l'emissione del tubo naturalmente sarebbe meno costante.

Al tubo generatore segue un attenuatore che inserisce la griglia controllo della valvola seguente ai capi della placca o in presa lungo il partitore. Il condensatore di accoppiamento tra gli stadi viene fissato per comodità alla seconda sezione del commutatore che non viene altrimenti utilizzata.

Seguono due 6AQ5 tra le quali è disposto e realizzato con un commutatore a tre vie tre posizioni il gruppo di tre filtri passa basso costituiti da tre induttanze (L_1, L_2, L_3) e da un certo numero di condensatori disposti a pi-greca con l'induttanze.

Dalla placca del tubo finale con un potenziometro da 2,5 kΩ viene prelevato il segnale. Ai capi del cursore e massa viene disposto un ponte di diodi con uno strumento la cui sensibilità viene regolata con una resistenza variabile disposta in serie.

Il piccolo condensatore da 7 pF disposto in parallelo ai 4,3 kΩ in serie al ponte permette una compensazione per le frequenze più elevate. L'alimentazione è del tutto convenzionale. Come in quasi tutti gli apparati americani è possibile collegare o in parallelo o in serie due avvolgimenti ciascuno per 110 V primari.

L'alta tensione in c.c. viene ottenuta con un circuito duplicatore con diode al selenio. Il comando di POWER chiude meccanicamente anche i contatti che interrompono o connettono su entrambi i collegamenti di rete il circuito primario.

Per qualsiasi altra informazione relativa a questo apparato sono a disposizione di chi, tramite la Rivista desiderasse interrogarmi in proposito.

4. - BIBLIOGRAFIA.

1) J. D. COBINE and J. R. CURRY, « Electrical Noise Generators », *Proc. IRE*, Vol. 35, No. 9, September, 1947, pp. 875-879.

2) S. O. R₃cα, « Mathematical Analysis of Random Noise », *Bell System Technical Journal*, Vol 23, No. 3, July, 1944, pp. 282-332; Vol. 24, No. 1, January, 1945, pp. 46-156.

L. L. BERANEK, *Acoustic Measurements*, New York, John Wiley, 1949, pp. 440-515.

J. L. LAWSON 1nd G.E. UHLENBECK, *Threshold Signals* (Radiation Laboratory Series, Vol. 24) New York, Mc Gr Graw-Hill, 1950, pp. 33-122.

S. GOLDMAN, *Frequancy Analysis, Modulation and Noise*, New York, Mc Graw-Hill, 1948, pp. 205-403.

3) H. K. DUNN and S. D. WHITE, « Statistical Measurements on Conversational Speech », *Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 11, No. 3, January, 1940, pp. 278-288.

4) N. KNUDTZON, « Experimental Study of Statistical Characteristics of Filtered Random Noise », Massachusetts Institute of Technology, Research Laboratory of Electronics Technical Report No. July 15, 1949.

5) W. F. BYERS, « An Amplitude Modulator for Video Frequancies », *General Radio Experimenter*, March, 1950, Vol. 24, No. 10, pp. 6-8.

6) E. KARPLUS, « V-H-F- and U-H-F Unit Oscillators », *General Radio Experimenter*, March 1950, Vol. 24, No. 10, pp. -86.

7) S. S. STEVENS, J. P. EGAN, and G. A. MILLER, « Methods of Measuring Speech Spectra », *Journal of the Acoustical Society of America*, Vol 19, No. 5, September, 1947, pp. 771-780.

8) C. R. AMMERMAN, « Direct Measurement of Bandwidth », *Electrical Engineering*, Vol. 69, No. 3, March 1950, pp. 207-212; Transactions, Vol. 69, Part 1, pp. 27-31.

9) cf. EMORY COOK, « White-Noise Testing Methods », *Audio Engineering*, Vol. 34, No. 3, March, 1950, pp. 13.15.

A.

Impianto elettronico a 200.000 ingrandimenti

La Radio Corporation of America ha annunciato che sono in produzione alcuni microscopi elettronici in grado di ingrandire gli oggetti oltre 200 000 volte.

Con questo nuovo tipo di microscopio elettronico, cento volte più potente dei migliori apparati ottici sul mercato e da due a quattro volte di quelli elettronici introdotti sul mercato nel 1940 dalla stessa industria, si potranno fotografare forme e strutture molecolare di particelle aventi un diametro inferiore a 2 micron (milionesimi di millimetro).

Il microscopio elettronico consta di un tubo a raggi catodici il cui fascio di elettroni è concentrato sui campioni od oggetti da esaminare. Nell'attraversare questi il fascio di elettroni viene alterato a seconda della forma e dello spessore del campione. Con un opportuno ingrandimento su uno schermo può successivamente venire effettuata la ripresa su lastra fotografica.

L'immagine dell'oggetto allo studio non viene osservata direttamente come nei miscroscopi ottici, ma è vista su uno schermo fluorescente ed è simile in un certo senso a quella che si può rilevare sullo schermo di un apparato televisivo.

Attualmente si contano, soltanto negli Stati Uniti, circa un migliaio di microscopi elettronici, per lo più installati in ospedali, centri universitari, organizzazioni sanitarie ed istituti di ricerca, nonché nei laboratori dell'industria tessile, automobilistica, chimica e della gomma.

L'ispezione con gli apparati elettronici di questo tipo viene diffusamente adoperata presso gli stabilimenti della Ford, della Chrysler e della General Motors, in maniera da accertare con sicurezza la qualità degli acciaio, delle vernici, delle guarnizioni per freni ed altre parti delle autovetture.

Nell'industria conserviera, i microscopi elettronici vengono impiegati per risolvere l'incognita della contaminazione dei prodotti inscatolati. Mediante la fotografia al microscopio dei diversi tipi di rivestimenti dei barattoli si può avere un quadro esatto delle caratteristiche di porosità e di adesività dei materiali impiegati ed una prova ottica della resistenza alla corrosione.

(u. s.)

Convertitore ad Alto Guadagno* per Bande di Radioamatore

Il complesso può essere montato direttamente in un ricevitore usando una seconda conversione, oppure può essere montato separatamente come convertitore vero e proprio con una frequenza di uscita di 4,6 MHz.

a cura di Giuseppe Moroni

MOLTI radioamatori hanno avuto modo in questi ultimi tempi di montare nel proprio trasmettitore il VFO Geloso e con una spesa minima hanno ottenuto ottimi risultati.

Ora è disponibile anche il gruppo RF montato dalla Geloso sul ricevitore a doppia conversione di frequenza G 207-DR. La parte alta frequenza è composta dal gruppo vero e proprio N. 2617 dalla scala completa di demoltiplica e dal variabile a tre sezioni. Il gruppo RF è già cablato con zoccolo, resistenze, condensatori, commutatore, ecc, e richiede solo i collegamenti per l'alta tensione, la bassa tensione, il trasformatore MF, il CAV e l'antenna. La media frequenza ha un valore di 4,6 MHz e ogni banda di radioamatore e allargata e copre le seguenti frequenze:

banda			
10 m	29,8 ÷ 28	MHz	banda F
11 m	28,1 ÷ 26,4	MHz	banda E
15 m	22 ÷ 20,6	MHz	banda D
20 m	14,6 ÷ 13,8	MHz	banda C
40 m	7,6 ÷ 6,95	MHz	banda B
80 m	4 ÷ 3,5	MHz	banda A

Il complesso può essere montato direttamente in un ricevitore usando una seconda convertitrice che porti il segnale a 470 kHz oppure può essere montato separatamente come convertitore vero e proprio con una frequenza d'uscita di 4,6 MHz e può essere applicato ad ogni ricevitore che possa ricevere questa frequenza. Sono disponibili due trasformatori di MF. Il trasformatore per accoppiare il complesso ad una seconda convertitrice richiede due avvolgimenti accordati a 4,6 MHz ma se si accoppia il convertitore alla presa d'Antenna di un ricevitore occorre un trasformatore con un secondario a bassa impedenza.

1. - IL CIRCUITO.

Vengono impiegate tre valvole: 6BA6 amplificatrice RF, 12AU7 oscillatrice-separatrice, 6BE6 mescolatrice. Un'importante caratteristica è data dall'impiego di un doppio triodo (12AU7) nel circuito oscillatore. La prima metà funziona come oscillatore e la esconda metà come trasferitore catodico separatore. In questo modo sono eliminate variazioni di frequenza causate dai circuiti d'antenna e della mescolatrice.

La fig. 1 riporta il circuito completo richiesto per costruire un convertitore compatto che applicato ad un ricevitore ne migliora le caratteristiche con un eccellente rapporto segnale disturbo migliore di 6 dB per un μV d'entrata.

L'alimentazione richiesta è di 210 V con 35 mA, 150 V stabilizzati e 6,3 V 1A per i filamenti. Dalla figura 1 si può notare che i 150 V stabilizzati sono ottenuti da una stabilizzatrice VR 150/30. Un'altra importante caratteristica è data dalla sezione di commutatore usata appositamente per regolare la tensione di schermo della 6BA6 amplificatrice in alta frequenza. È stato notato che a 3 MHz molte valvole hanno un'uscita superiore che a 30 MHz e questo commutatore assicura che la sensibilità del complesso sia uguale per tutta la gamma favorendo la calibrazione dell' S-meter.

2. - COSTRUZIONE DEL CONVERTITORE.

Il convertitore mostrato in fotografia è stato realizzato su un telaio di alluminio da 250 × 200 × 75 mm con un pannello frontale di 270 × 230 mm. Il gruppo è montato sotto al telaio e sul piano del telaio stesso sono stati praticati dei fori per il passaggio delle ghiere degli zoccoli. Sono necessari anche dei fori da 2 mm per il passaggio dei collegamenti tra gruppo e variabile. È importante che questi fili, in dettaglio in fig. 2, siano tenuti lon-

(*) Soluzione proposta da G8KW, Shears, R.G., su *The Short Wave Magazine*, febbraio 1958, XV, 2, pag. 624.

Fig. 1 - Circuito completo del convertitore (componenti montati esternamente al Gruppo Geloso n. 2617)
CT_1 = 15 pF compensatore ad aria; C_1 = 300 pF; C_1-L_1 = Circuito trappola per 4,6 MHz (vedi testo); C_2-C_3 = 4,7 kpF; C_4 = 50 pF; C_5-C_6 = 32 μF; R_1 = 22.000 Ω, 2 W; R_2 = 22.000 Ω, ½ W; R_3 = 330.000 Ω, ½ W; R_4 = 33.000 Ω, ½ W; R_5 = 100.000 Ω, ½ W; R_6 = 1 MΩ, ¼ W; R_7 = 2,2 M Ω, ¼ W; R_8 = 2200 Ω, 1 W; R_9 = 3000 Ω, 3 W; R_{10} = 1500 Ω, 10 W; V4 = VR150/30; V5 = 6X4 o 6X5GT; P1-P2 = Lampadina per scala 6,3 V-0,3 A; S1 = interruttore principale; F = fusibile, 1 A.

Fig. 2 - Connessioni del condensatore variabile e dei compensatori.

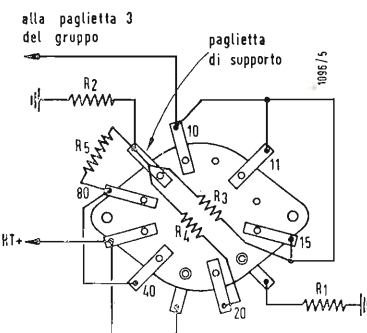



Fig. 3 - Connessioni della sezione di commutatore usata per regolare la tensione di schermo della 6BA6 per avere la stessa sensibilità in tutte le bande.

tani dal telaio il più possibile per ridurre la capacità verso massa ad un minimo assoluto. Parecchi fori devono essere eseguiti nella parte posteriore del telaio per le prese d'antenna, il compensatore d'antenna, l'alimentazione dalla rete ed il fusibile, le connessioni per il CAV ed il cavo coassiale per l'uscita. Eseguito il montaggio di tutti i componenti come dallo schema e dopo aver controllato con cura il lavoro fatto si collega il convertitore ai morsetti d'antenna dal ricevitore sintonizzato su 4,6 MHz. Collegare quindi il filo del CAV al circuito relativo del ricevitore e se non è facilmente accessibile mettere questo filo direttamente a massa sul telaio.

Prima cosa sa controllare appena acceso il convertitore sono la tensione anodica (+ 210 V), la tensione stabilizzata, il circuito della griglia schermo della 6BA6 e la tensione dei filamenti.

3. - CONTROLLO MANUALE DI VOLUME.

Se non si può collegare il CAV allo stadio a R.F. e non si vuole lasciare questa valvola senza comando si può includere un comando manuale di sensibilità.

Si può provvedere a quanto sopra inserendo un potenziometro da 1000 ohm tra una tensione negativa di 20 V con il positivo collegato al telaio ed il cursore del potenziometro connesso al filo del CAV del convertitore.

Questa tensione negativa può essere ottenuta dall'alimentatore del convertitore includendo una resistenza da 500 ohm-5 W tra la presa centrale del trasformatore di alimentazione ed il telaio. In parallelo alla resistenza sarà bene collegare un condensatore elettrolitico da 25 μF-25 V. La parte positiva dell'elettrolitico dovrà essere collegata a massa. Il potenziometro da 1000 ohm verrà inserito tra la presa centrale del trasformatore ed il telaio mentre il cursore verrà collegato al filo del circuito CAV del convertitore.

Il cintrollo manuale di guadagno sullo stadio R.F. darà un miglioramento sul rapporto segnale/disturbo per funzionamento in CW e può essere collegato ad un commutatore che inserisca il controllo automatico oppure quello manuale.

4. - ALLINEAMENTO.

Tutte le bobine sono controllate dal costruttore prima della vendita e non sono molto fuori taratura. L'allineamento può essere eseguito usando un generatore di segnali, ma questo non è necessario se si dispone di un trasmettitore pilotato a quarzo oppure di un frequenzimetro.

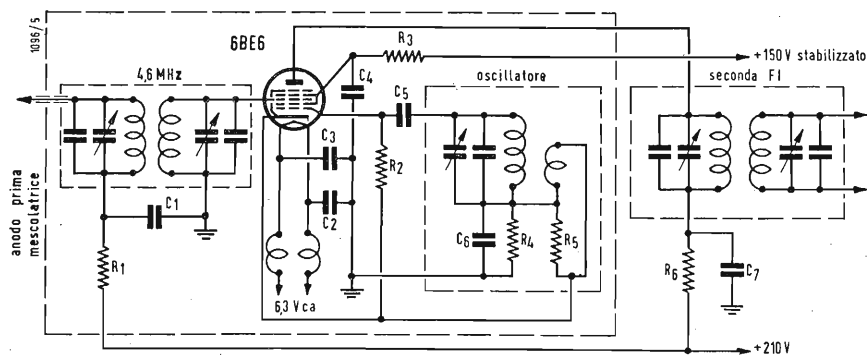



Fig. 4 - Circuito per una seconda conversione da 4,6 MHz a 465 kHz. La 6BG6 funziona correttamente quando circolano 0,5 mA nella resistenza R_2. Valore dei componenti: C_1-C_6 = 0,005 μF; C_2-C_3 = 0,001 μF; C_4 = 0,001 μF; C_5 = 0,0047 μF C_7 = 0,01 μF; R_1-R_6 = 2.200 Ω, ½ W; R_2 = 22.000 Ω, ½ W; R_3 = 10.000, Ω ½ W; R_4 = 100 Ω; R_5 = 330 Ω.

Dati per la bobina oscillatrice: Griglia = 28 spire filo rame smaltato affiancate su un supporto diametro 10 mm con una capacità di 275 pF e un compensatore da 40 pF in parallelo.
Reazione = 12 spire avvolte verso il lato massa della bobina di griglia e lontane 3 mm. Invertire la connessione se l'oscillatore non funziona.

È importante che l'allineamento cominci dalla banda dei 10 m in quanto la regolazione di CT 3 influenza anche le altre bande ad eccezione degli 80 m. Se si usa un generatore di segnali, inviare circa 100 μV di segnale modulato alla presa d'antenna del convertitore. Portare il commutatore di banda sulla posizione 10 m. Sintonizzare il convertitore su 29,7 e portare il generatore di segnali su questa frequenza. Regolare CT 3 posto sul variabile di sintonia. Se il segnale del generatore non può essere ricevuto portare CT 3 a circa metà e regolare il nucleo della bobina dell'oscillatore dei 28 MHz. Ricordare che i nuclei delle bobine dell'oscillatore vengono regolati per una corretta calibrazione della parte bassa della banda ed i compensatori correggono la calibrazione verso la parte alta. Può essere necessario regolare più volte CT 3 ed il nucleo in modo da ottenere una buona calibrazione su tutta la banda. Una volta che si è ottenuto un buon risultato passare alla banda seguente e ricordare di eseguire queste regolazioni per tutte le altre gamme prima di passare a tarare il circuito intervalvolare e quello d'antenna. I nuclei delle bobine dell'oscillatore sono regolati per ogni relativa banda a 28, 27, 21, 14, 7 e 35 MHz e i compensatori a 29,7 (sul variabile) 21,5 14,5 7,5 (sotto al complesso bobine) e 4 MHz (sul variabile) non esiste il compensatore dell'oscillatore per la banda 11 m. Per accordare i circuiti intervalvolari, prima regolare CT 5 per la massima uscita a 29,7 MHz quindi regolare il nucleo della bobina contrassegnata «intervalve-28 MHz» per la massima uscita a 28 MHz.

Può essere necessario ridurre gradualmente l'uscita del generatore di segnale e ripetere queste regolazioni parecchie volte per ottenere la stessa sensibilità sull'intera banda. Tutti gli altri nuclei sono regolati per la massima uscita a 27, 21, 14, 7 e 35 MHz ed il compensatore CT 6 a 4 MHz.

A questo punto con un basso segnale d'entrata si regola il trasformatore a 4,6 MHz per la massima uscita.

Per accordare i circuiti d'aereo portare il compensatore d'aereo a circa metà del suo valore e regolare i nuclei delle diverse bande per la massima uscita del ricevitore.

5. - INTERFERENZE CAUSATE DA SEGNALI DA 4,6 MHz.

Con qualche ricevitore, a causa dell'insufficiente schermaggio, può capitare che qualche stazione attorno a 4,6 MHz produca interferenze. Questi segnali possano venire ridotti moltissimo, se non completamente eliminati, schermando l'entrata del ricevitore.

L'uso di una presa per cavo coassiale in sostituzione dei morsetti d'antenna da generalmente un buon miglioramento.

È stato trovato con la pratica che una parte dei segnali attorno a 4,6 MHz che producono interferenze entrano dal convertitore, e non venono attenuati nemmeno quando si stacca l'antenna del convertitore stesso.

In questo caso un circuito trappola in serie all'antenna produce una buona attenuazione. Bisogna a questo scopo avvolgere su un supporto con nucleo del diametro di circa 8 mm una bobina di 36 spire di rame smaltato. A questa bobina verrà posto in parallelo un condensatore da 300 pF ed il nucleo verrà regolato per avere la risonanza a 4,6 MHz.

Fig. 5 - Montaggio del gruppo RF Geloso nel convertitore ad alto guadagno per bande di radioamatore.

6. - SECONDA CONVERSIONE.

Il complesso può essere montato anche direttamente in un ricevitore avente una frequenza intermedia piuttosto bassa. Il ricevitore Geloso G 207-DR usa una frequenza intermedia di 467 kHz con filtro a cristallo ma il valore di questa frequenza può essere scelto a volontà È naturalmente necessario convertire i 4,6 MHz al valore della MF. La fig. 4 riporta un circuito che ha dato buoni risultati. L'oscillatore invia alla mescolatrice un segnale con una frequenza di 5065 kHz per produrre una seconda MF di 465 kHz; vale a dire 4600 + 465 kHz. Al posto di usare un oscillatore autoeccitato può essere più conveniente utilizzare un oscillatore a cristallo con un quarzo da 5065 kHz facilmente reperibile da materiale surplus.

Un trasformatore a 4,6 MHz è sufficiente; ogni ulteriore guadagno dovrà essere ottenuto nel secondo amplificatore a frequenza intermedia. La selettività dell'intero ricevitore dipenderà interamente dalle caratteristiche del secondo amplificatore di media frequenza.

Fig. 6 - Aspetto frontale del convertitore ad alto guadagno nel quale si utilizza il medesimo gruppo RF montato nel ricevitore a doppia conversione di frequenza Geloso 6207-DR.

7. - CONCLUSIONE.

Questo convertitore migliorerà in modo notevole le caratteristiche di qualsiasi ricevitore. Combina i vantaggi di un circuito a doppia conversione di frequenza con un miglioramento del rapporto segnale/disturbo ed una più alta sensibilità.

L'allagamento di banda e la dolcezza della sintonia ne rendonò facile e piacevole l'uso.

Il convertitore è stato usato per molto tempo con un ricevitore HRO che aveva subito parecchie modifiche per aumentarne l'efficienza sui 10 m. Un segnale S 3 indicato dall' S-meter dell'HRO diventava S 9 quando veniva applicato al convertitore con un notevole miglioramento del rapporto segnale/disturbo e maggiore stabilità dell'oscillatore.

I miglioramenti forniti dal complesso sono equivalenti se non migliori di quelli forniti da molti costosi ricevitori professionali.

A.

Analizzatore di Accensione per Motori a Scoppio*

a cura di Raoul Biancheri.

SIA L'ANALIZZATORE oscillografico costruito dalla Du Mont che l'analizzatore oscillografico Heathkit adottano lo stesso principio di funzionamento ed hanno lo stesso scopo: fare apparire sullo schermo di un tubo catodico uno o più diagrammi che siano la rappresentazione fedele, in funzione del tempo, della tensione ai morsetti della bobina di accensione.

Nei due casi, l'analizzatore sarà dunque un oscillografo speciale a traccia comandata e sincronizzato da impulsi prelevati, attraverso all'isolante, dei cavetti delle candele. Nell'analizzatore Du Mont il segnale verticale è fornito da un altro accoppiamento capacitivo realizzato da un morsetto posto sull'isolante del filo che collega la bobina al distributore.

La realizzazione Hearthkit è fatta con una presa diretta della tensione ponendo una pinza a molla sul morsetto del ruttore corrispondente al punto *X* della fig. 1, ossia all'ingresso del primario della bobina. Un'altra differenza importante: allorchè l'analizzatore Du Mont presenta i diagrammi relativi ad ogni candela in diversi oscillogrammi sovrapposti e allineati il modello Heathkit li presenta man mano che viene posto sugli organi sotto analisi; sono stati previsti dei comandi perchè si possa a scelta, apprezzare, con una visione d'assieme, il diagramma corrispondente a tutti i cilindri, oppure osservare gli oscillogrammi uno per uno, relativi alle differenti candele. La soluzione Du Mont è probabilmente più comoda e più rapida; ma essa comporta dei circuiti molto complessi, allorché la Heathkit fedele alla sua formula ha voluto creare un apparecchio di modesto costo e per conseguenza ha cercato di semplificare al massimo il circuito.

1. - SCHEMA.

Lo si trova completo con tutti i valori dei componenti nella fig. 2. Il tubo catodico 5BP1; di 13 cm di schermo è completo dei suoi organi classici di alimentazione; catena ad altissima tensione, (2200 V), il cui polo positivo è collegato a massa, e di cui due potenziali intermedi regolabili alimentano gli elettrodi della luminosità (catodo) e della concentrazione (anodo 2°). Gli anodi 1 e 3, collegati internamente tra di loro ricevono una tensione positiva regolabile tramite un potenziometro non accessibile dal pannello frontale. Questo potenziometro permette, una volta per sempre, di compensare l'astigmatismo eventuale del tubo e di dare alla macchia catodica la sagoma più puntiforme possibile.

L'amplificatore verticale si riduce ad un solo stadio, equipaggiato con un triodo la cui placca è accoppiata direttamente all'elettrodo di deviazione corrispondente al tubo 5BP1. L'ingresso è collegato al morsetto corrispondente al ruttore del motore analizzato da una rete destinata ad eliminare le componenti troppo « acute » del segnale captato.

Questa prima rete è formata da una resistenza di 10 Ω, posta all'interno di una custodia coassiale e da un condensatore a mica di 90 pF saldato immediatamente all'uscita di questa capsula (fig. 3) Una seconda rete RC è interposta fra questo circuito passa basso e la griglia di comando. La polarizzazione corretta del tubo è assicurata dalla resistenza di 4,7 kΩ; un'altra resistenza di 10 kΩ nel circuito del catodo, riduce il guadagno e, non essendo disaccoppiata, fornisce un certo tasso di controreazione.

L'amplificatore orizzontale è senza altro più complesso, per spiegare il suo funzionamento bisogna iniziare dal cavo della candela. Questo cavo trasmette, dal centro del distributore allo elettrodo centrale della candela, un segnale ricco di transitori ad alta tensione di cui si capta una piccola parte tramite un condensatore di tipo speciale. Questo in effetti è costituito da l'anima del conduttore e una comune pinza a molla (fig. 4) fissata sull'isolante. Un filo schermato porta il segnale alla seconda presa coassiale associata ad un filtro passa basso costruito esattamente come la cellula corrispondente dell'amplificatore verticale e illustrato nella fig. 3.

Gli impulsi così captati sono condotti al diodo di innesco il cui compito è doppio: eliminare gli impulsi positivi (catodo collegato col più dell'alta tensione) e trattenere fra gli impulsi negativi solamente quelli che sono superiori ad un certo livello. Questa soglia è stabilita dal potenziometro denominato « trigger » posto fra l'alta tensione positiva e la massa. Le alternate così selezionate sono condotte al generatore d'impulsi. Questo è costituito da un doppio triodo collegato a circuito univibratore, con un accoppiamento sui catodi e un altro fra la placca di un triodo e la griglia dell'altro. Le costanti dei circuiti sono tali che l'assieme non può oscillare spontaneamente. Allorchè un impulso positivo è applicato all'anodo del triodo di sinistra, si viene a stabilire una oscillazione di due periodi. Si raccoglie quindi sull'anodo del triodo di destra un impulso positivo la cui forma, ampiezza e durata sono indipendenti dal segnale d'ingresso, dalla sua velocità, dallo stato del circuito di accensione, dallo spessore del cavo ecc.

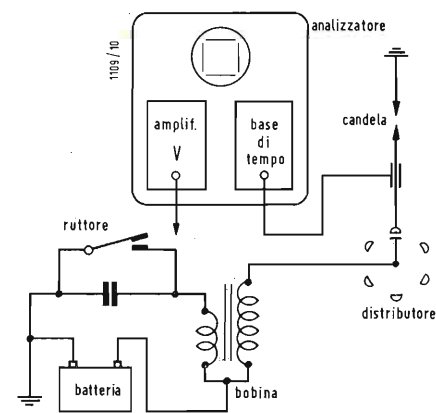



Fig. 1 - L'analizzatore di accensione Heathkit è un oscillografo a spazzolamento comandato da un impulso prelevato da un filo della candela e che permette l'osservazione della forma della tensione fra la massa ed il ruttore o bobina di accensione del motore sotto analisi.

È una frazione di questo impulso positivo, frazione dosata dal potenziometro denominato « margine sinistro » perchè permette di fissare l'origine della traccia luminosa, che va a determinare la scansione orizzontale. Si trova indi un triodo con carico catodico posto per isolare il generatore d'impulsi e la base dei tempi. Questa ultima è costituita da un doppio triodo di cui una sezione è collegata al diodo. Attraverso a questo diodo, lo impulso positivo carica un condensatore, il cui valore è funzione dell'orientamento del selettore denominato « velocità » questo selettore permette di far variare a salti la rapidità dello spazzolamento orizzontale.

A causa della presenza del diodo il suddetto condensatore non può scaricarsi che attraverso alla catena di resistenze comprendenti il potenziometro di 7,5 MΩ che serve da verniero ed anche da regolazione fine della velocità di spazzolamento.

Perchè la traccia luminosa possa essere comodamente tradotta in termini di tempo è bene che lo spazzolamento sia sensibilmente lineare.

Per questo bisogna che la corrente di scarica del condensatore sia mantenuta costante. Questa corrente dipende dal valore della resistenza posta fra il circuito di scarica e dalla tensione ai morsetti di questa resistenza.

Si è fatto in modo che la tensione ai morsetti della resistenza sia mantenuta costante a mezzo di un tubo al neon, alimentato con tensione negativa e dalla resistenza del carico catodico del secondo triodo della base dei tempi. Questa tensione è un po' superiore a 50 V. La scarica del condensatore è così lineare sino a che il tubo a scarica arriva al tratto curvo della sua caratteristica, o sino a che un nuovo impulso ricarica il condensatore. Se gli impulsi si succedono assai velocemente, l'onda fornita al tubo spazzolatore avrà la forma di una comune onda a dente di sega.

Una parte di questa tensione è prelevata dalla rete catodica del tubo di spazzolamento e inviata all'amplificatore orizzontale. Mentre l'amplificatore verticale si avvale di un circuito asimmetrico qui invece si hanno due triodi montati in controfase con carico comune sul catodo e di conseguenza il circuito è autosfasatore. Le tensioni amplificate e simmetriche che si formano sugli anodi sono addotte direttamente alle placche di deviazione orizzontale del tubo catodico.

Nessun segnale giunge in griglia del triodo di destra dell'amplificatore orizzontale poichè questo triodo è comandato dal catodo tramite il catodo del suo tubo gemello.

2. - VERIFICHE E REGOLAZIONI.

Come tutti i prodotti della Heathkit l'analizzatore IA-1 è fornito in pezzi staccati, cioè in scatola di mon-

Fig. 2 - Schema completo dell'analizzatore IA-1. Le tensioni indicate sono state misurate con un voltmetro elettronico, i comandi di marginatura, di velocità e di innesco sono ruotati completamente a destra e i comandi relativi alla forma del punto luminoso, alla centratura verticale, all'intensità ed alla concentrazione, a metà corsa. Evitare di misurare la tensione ai morsetti del filamento della 1V2 (questi punti sono a 1800 V alternati rispetto allo chassis); la misura della altissima tensione deve esser fatta con una sonda speciale. Normalmente se la lampada al neon si illumina si può considerare che il tubo ed i circuiti ad altissima tensione stanno funzionando in maniera corretta.

Fig. 3 - Dettaglio della realizzazione dei filtri passa basso installati in ognuno dei due morsetti d'ingresso.

Fig. 4 - Una semplice pinza a molla viene utilizzata per collegare capacitivamente il cavo delle candele.

(*) LIZY, V., Analyseur d'Allumage pour Moteurs à Explosions, *Electronique Industrielle*, Marzo-Aprile 1958, pag. 5.

taggio e deve esere montato dal cliente con l'aiuto di un manualetto che accompagna questo montaggio, istruzione molto dettagliata e molto bene illustrata.

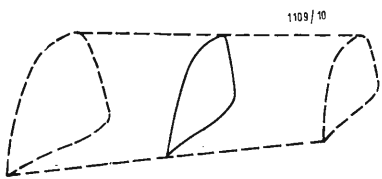



Fig. 5 - Diagrammi ottenuti nel corso della messa a punto (vedi testo) dei collegamenti provvisori che trasformano lo spazzolamento comandato in rilassato e alimentando il canale verticale attraverso alla base dei tempi.

Il montaggio non domanda particolari attenzioni ed è assai rapido per il fatto che una parte del cablaggio è già fornita sotto forma di cavo prefabbricato in cui i conduttori sono già preparati di lunghezza conveniente allo scopo. Dopo l'ultima saldatura e dopo aver verificato l'esattezza dei collegamenti si potrà dunque passare al controllo dell'efficienza di questo apparecchio, controllo che richiede qualche artifizio dato che, come già è stato detto, l'oscillografo funziona solamente sotto l'azione di un impulso di comando. Per il controllo dell'analizzatore bisognerà collegare provvisoriamente un condensatore da 1 nF fra la griglia del primo triodo del generatore d'impulsi e il punto Y della fig. 2. nel circuito d'uscita del secondo triodo.

Così modificato l'univibratore diventa autogeneratore e lo spazzolamento si ripeterà ciclicamente.

Ruotare quindi al massimo i potenziometri sganciamento (TRIGGER) e margine sinistro (LEFT EDGE), il comando di velocità (COARSE SPEED); tutti questi comandi dovranno essere ruotati a destra al massimo; mentre il comando relativo alla centratura verticale dovrà essere messo a metà corsa, come pure, quello dell'intensità e quello della concentrazione (FOCUS) e sullo chassis, l'asse del potenziometro per la forma del punto luminoso (SPOT SHAPE). Inserire l'apparecchio sulla rete di alimentazione e dopo qualche secondo osservare che la lampada al neon posta sul pannello anteriore si illumini segnalando così il buon funzionamento dei circuiti ad altissima tensione.

Dopo poco un punto luminoso dovrà apparire al centro dello schermo. Ruotare lentamente il comando della marginatura verso sinistra, la traccia luminosa dovrà spostarsi verso il centro dello schermo e descrivere una riga. È questo il momento di orientare correttamente il tubo affinchè questa linea sia bene orizzontale. Verificare pure che il comando della centratura verticale permetta di elevare o di abbassare la traccia.

Spegnere lo strumento e porre provvisoriamente un collegamento tra l'anodo del diodo di carico (triodo di sinistra del tubo 12AU7 di spazzolamento) ed il punto *Z* dello schema, nel circuito dell'ingresso verticale. Si inviano in questo modo degli impulsi sul canale verticale e la traccia risultante ha l'aspetto della curva centrale della fig. 5 allorchè l'apparecchio viene nuovamente acceso. Notare che la larghezza della traccia può essere modificata dall'azione del comando della velocità; notare egualmente che il comando della marginatura possa spostare lateralmente la figura, ma questo modifica pure la sua altezza. Da ciò non si deve dedurre che il guadagno dell'analizzatore varia con la posizione della macchia catodica; è semplicemente l'impulso di comando che varia in ampiezza

Centrare questo oscillogramma, ridurre l'intensità perchè la traccia sia poco brillante e regolare simultaneamente il potenziometro di concentrazione e quello di fuoco perchè la linea ottenuta sia il più sottile possibile. Sopprimere il collegamento provvisorio posto in precedenza e ruotare a fondo verso destra il comando di velocità ed il potenziometro verniero (FINE SPEED); la traccia si dovrà ridurre ad un punto molto fine, se le regolazioni precedenti sono state fatte a dovere.

Sopprimere ora il condensatore provvisorio di 1 nF e porre lo strumento nel suo cofano essendo completata così la sua messa a punto.

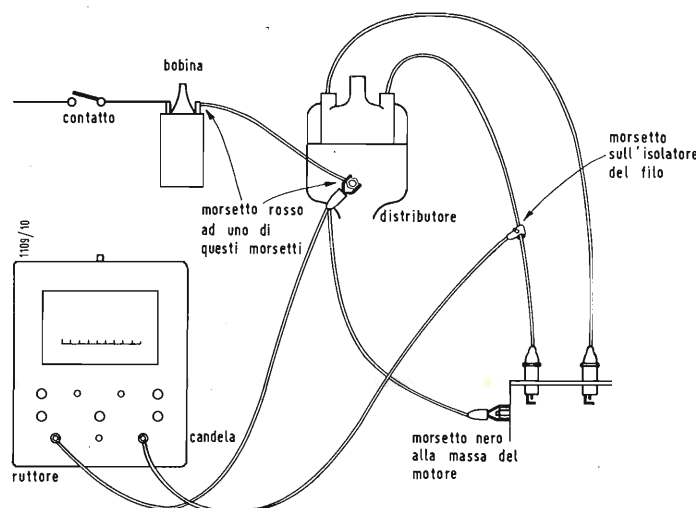



Fig. 6 - Collegamento di un analizzatore ad un motore. La presa di massa può esser fatta in un punto qualsiasi e non importa quale cavo di candela può essere preso quale sorgente di comando per l'asse tempi.

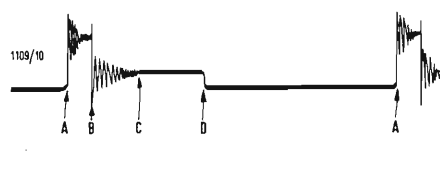



Fig. 7 - Diagramma di accensione corretta di un cilindro, l'immagine è rovesciata dall'alto in basso se la batteria ha il meno collegato a massa.

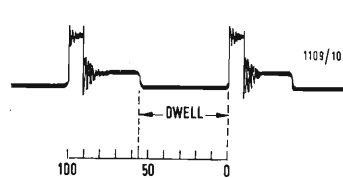



Fig. 8 - Il tempo di chiusura (dwell, in inglese) dei contatti può essere letto direttamente su una scala graduata.

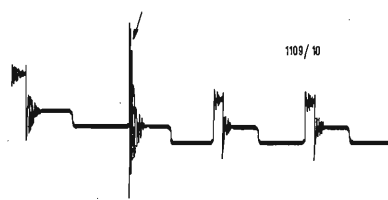



Fig. 9 - Tensione troppo forte ai morsetti di una candela il cui collegamento deve essere interrotto oppure gli elettrodi sono troppo distanti l'uno dall'altro.

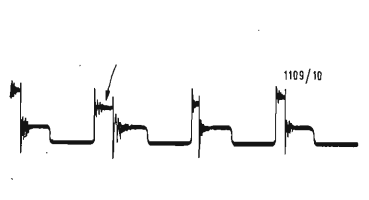



Fig. 10 - Scarica che dura un tempo, troppo lungo fra i morsetti della seconda candela; essa è sporca o gli elettrodi sono troppo ravvicinati tra di loro.

3. - UTILIZZAZIONE.

L'apparecchio può essere collegato ad una rete in alternata, oppure ad un alimentatore a vibratore, nel caso di prove da eseguirsi su strada, collegandosi sulla batteria stessa della macchina come indica la fig. 6. All'inizio ruotare il potenziometro di marginatura a fondo verso destra e così pure il potenziometro di comando (TRIGGER), porre quindi il motore in moto.

Una traccia luminosa dovrà apparire verso la zona destra dello schermo. Continuare ad azionare il potenziometro di marginatura sino a che l'orgine della traccia coincida con il bordo destro dello schermo.

Regolare il comando di sganciamento sino ad ottenere una traccia nitida. Regolare il comando di velocità e il potenziometro verniero sino a che si ottengano sullo schermo tanti picchi quanti sono i cilindri del motore. Per i motori ad elevato numero di cilindri non sarà sempre possibile osservare la totalitá di questi picchi sullo schermo; in questo caso si dovranno osservare in due tempi, ponendo la pinza a molla sul filo di un'altra candela sfalsata di 3 o 4 posizioni nei confronti della precedente, nell'ordine dell'accensione. L'analizzatore IA-1 è concepito per la gamma di 400-5000 giri al minuto. Si potrà notare che accelerando il motore, si comprime l'immagine verso il bordo sinistro, bisognerà dunque allargare il diagramma agendo sui comandi di velocità dello spazzolamento.

Sempre agendo su questi comandi di velocità si noterà che è possibile sfruttare tutto lo schermo per l'osservazione del diagramma relativo ad un solo cilindro. Ruotando in seguito il potenziometro di marginatura si faranno sfilare ad uno ad uno i diagrammi relativi alle differenti candele. La prima immagine formata è quella relativa alla candela al cui filo è collegata la pinza a molla del collegamento (il fronte di questa immagine è l'impulso che ha provocato lo spazzolamento e non può quindi essere visto): gli altri seguono nell'ordine di accensione del motore (che si sà non è l'ordine geometrico di allineamento dei cilindri; consultare le informazioni tecniche relative all'autovettura in corso di esame).

4. - INTERPRETAZIONE.

Dopo aver preso conoscenza del funzionamento dell'analizzatore rimane ora da formulare l'analisi dell'oscillogramma.

L'immagine ottenuta rappresenta le vibrazioni del potenziale ai morsetti del primario della bobina, in funzione del tempo. Il primo a fronte ripido (*A* della fig. 7) corrisponde all'apertura del ruttore. L'alta tensione si stabilisce immediatamente ai morsetti della bobina e la scintilla esplode nel ciclindro; in *B* la scintilla cessa. La tensione ai morsetti della bobina non è ancora nulla; essa decresce con le oscillazioni smorzate sino a raggiungere il punto *C*. Nel punto *C* tutta l'energia immagazzinata dal circuito oscillante costituito dalla bobina e dal condensatore è stata dissipata.

Da *C* a *D* non accade nulla. In *D* i contatti si toccano e il punto *X* (fig. 1) è a potenziale di massa sino al momento in cui i contatti si aprono di nuovo e la scintilla scaturisce fra gli elettrodi della candela seguente.

Una prima informazione quantitativa può essere fornita dall'analizzatore: il tempo di chiusura dei contatti, che si esprime in centesimi di tempo che separano le due aperture oppure le due chiusure successive. A questo scopo è fornito uno schermo Verde graduato da 100 a 0 da sinistra a destra per essere posto sul fronte del tubo. Riportando i due punti *A* della fig. 7 in coincidenza con le graduazioni 100 e 0 si può leggere direttamente il tempo di chiusura (« dwell » della fig. 8).

Per convertire questo tempo in gradi di angolo occorre moltiplicare il numero dei centesimi letti per il rapporto: $360/n$, dove n è il numero dei cilindri.

L'angolo normale di chiusura dei contatti del motore è generalmente precisato dal costruttore; ma in ogni caso si può generalizzare questo tempo dell'ordine del 60-70% del ciclo, indipendentemente dal numeri dei cilindri. Sarà interessante verificare che questo tempo sia sensibilmente costante per ognuno degli n cicli del motore se ciò non fosse si dovrebbe incriminare una irregolarità della camma di trascinamento del ruttore.

Ma altre conclusioni possono ancora essere detratte dall'osservazione dell'oscillogramma. La fig. 7 indica un esempio tipico di un motore in buon stato; le fig. 9-10 danno l'idea dell'oscillogramma che si osserverebbe rispettivamente allorchè le candele non dovessero produrre alcuna scarica (cavo interrotto, bobina debole o distanza eccessiva fra gli elettrodi della candela) e allorchè al contrario una candela presentasse una durata dell'arco troppo lunga (elettrodi sporchi o troppo ravvicinati).

I dettagli degli oscillogrammi variano assai sensibilmente in funzione del tipo del motore, non è dunque possibile stabilire un catalogo completo degli inconvenienti possibili e degli oscillogrammi corrispondenti; nulla può per questo sostituire la pratica, intendendo per questo che la pratica incomincia con l'osservazione di un motore in buono stato. Se poi il meccanico opererà delle regolazioni alla fine della catena esso potrà con facilità e con rapidità prendere buona pratica per la determinazione degli oscillogrammi presentati dall'analizzatore. Il garagista che ha a che fare con vetture di svariato tipo avrà senz'altro interesse ad allenarsi sull'osservazione oscillografica dei vari motori in buono stato e addirittura si potrà annotare con degli schizzi gli aspetti caratteristici dei diagrammi corrispondenti per osservarli nel caso di un intervento su un determinato motore. A.

Fig. 11 - Aspetto esterno dell'analizzatore di accensione.

Un reattore nucleare portato in un secondo da zero a 530.000 kW senza danni

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha annunciato che nel corso di un esperimento condotto il 14 aprile a Santa Susana (California), nell'ambito di un programma per lo svolgimento di prove dirette ad accertare la sicurezza dei reattori in condizioni scientificamente controllate, la potenza di un reattore è stata elevata da zero a 530.000 kW termici nel giro di un secondo senza alcun inconveniente.

Nel sottolineare che l'incremento di potenza per unità di tempo ottenuto nell'esperimento è il più elevato che sia stato sinora raggiunto senza danni in un reattore, il comunicato dell'AEC ha rivelato che la prova è stata effettuata con il reattore omogeneo KEWB-1 (ossia, esperimento cinetico sulle caldaie numero uno), in funzione dal 1956 presso un impianto della North American Aviation Inc. a Santa Susana, nei pressi di Los Angeles. La prova aveva lo scopo di esaminare il comportamento di un reattore omogeneo acquoso nel caso di perdita di controllo. Il reattore, invece di sfuggire al controllo, si è interrotto da solo in un periodo di tempo talmente breve che la temperatura della soluzione di combustibile è aumentata soltanto in lieve misura e non in modo da provocarne l'ebollizione, mentre una moderata pressione entro l'involucro del reattore non è durata più di un millesimo di secondo. (*u.s.*)

Il « perceptron », impianto elettrico pensante

La Marina Militare statunitense ha presentato alla stampa un nuovo apparato elettronico, che è stato chiamato « perceptron » perchè è in grado di effettuare alcune funzioni, quali la percezione, il riconoscimento e l'identificazione, che rappresentavano sino adesso una prerogativa esclusiva degli esseri viventi.

L'impianto, che è stato ideato dal dott. Frank Rosenblatt, uno psicologo ricercatore del Laboratorio Aeronautico Cornell, per conto dell'Ufficio Ricerche Navali, utilizza una macchina analogica elettronica IBM 704 del tipo di quella che viene attualmente adoperata per prevedere le orbite dei satelliti artificiali statunitensi per l'Anno Geofisico Internazionale.

Il modello-pilota della macchina appositamente progettata per svolgere funzioni simili in certo modo a quelle della mente umana sarà completato tra un anno, ma l'apparato presentato alla stampa nei giorni scorsi è in grado di simulare la capacità del cervello meccanico in progetto non soltanto nell'« apprendere » quello che gli viene « mostrato », ma anche nell'« insegnare a se stesso » spontaneamente a riconoscere degli oggetti e nell'indicarne esattamente la natura, anche senza aver avuto l'occasione di « vederli » prima.

Il « perceptron » del dott. Rosenblatt consta di un impianto sensorio, che svolge le funzioni dell'occhio umano, di un impianto per l'associazione, che apprende a riconoscere e ad interpretare forme visive e dà luogo a segnali di controllo per gli apparecchi di registrazione, e di un dispositivo di rivelazione e di controllo, che consente agli operatori di osservare il funzionamento dell'apparato e di controllare il processo percettivo.

L'impianto sensorio del « perceptron » riceve le immagini visive attraverso un apparecchio simile ad una telecamera, nel quale un mosaico di fotocellule svolge una funzione identica a quella della retina dell'occhio e trasforma l'energia luminosa in segnali elettrici che vengono avviati con un cavo all'impianto per l'associazione. Nel modello-pilota di « perceptron » in costruzione verrà adottato un mosaico di 400 fotocellule.

L'impianto per l'associazione nel prototipo in costruzione disporrà di 1000 cellule o « unità A », che funzionano da stazione ripetitrice e servono a rafforzare i segnali in alcuni canali o a indebolirli in altri mano a mano che affluiscono. Un impianto del genere; con 1000 cellule, dovrebbe essere in grado di distinguere le lettere dell'alfabeto, forme semplici e fotografie sufficientemente diverse in maniera da non porre in imbarazzo il « perceptron » a causa della loro somiglianza. Impianti più complessi potranno essere in grado di riconoscere forme più dettagliate e difficili e di ricevere segnali auditivi oltre che visivi.

Secondo quanto è stato affermato durante la presentazione dell'apparato, la possibilità di perfezionare i responsi ai comandi a voce offre la prospettiva di un eventuale futuro apparato in grado di tradurre istantaneamente da una lingua ad un'altra.

Oltre che negli impianti automatici di atterraggio, nel pilotaggio automatico degli aerei e nell'indentificazione, l'apparato potrà essere utilizzato per ricerche bibliografiche e la raccolta di dati a scopi scientifici. *(u. s.)*

Palloni-sonda verranno paracadutati al centro degli uragani

L'Ufficio Meteorologico federale ha approntato 6 -palloni-sonda dotati di radiotrasmittenti che verranno paracadutati entro gli uragani per seguirne meglio gli spostamenti.

Secondo un'ipotesi prospettata dai meteorologi, i palloni dotati di un dispositivo automatico di zavorraggio per mantenere la quota costante, sarebbero i mezzi più adatti per mantenersi al centro degli uragani ed inviare a terra segnalazioni continue sullo spostamento di questi.

Il direttore del Progetto Nazionale di Ricerche sugli Uragani di Palm Beach (Florida), Robert H. Sampson, ha dichiarato che uno dei sei palloni verrà paracadutato nel primo uragano che sarà individuato negli Stati Uniti. I palloni, racchiusi in un cesto appeso ad un paracadute, e provvisti di radiofaro e di una bombola di elio, saranno calati dall'alto sugli uragani. Il paracadute avrà il compito di rallentare la caduta sino a quando la bombola di elio non avrà provveduto a gonfiare il pallone. *(u. s.)*

Il « Robot » telefonico « Grace »

Il sistema « GRACE » (« Group Routing and Charging Equipment ») rappresenta la prima fase dell'automatizzazione dei telefoni britannici.

Questo « robot » interpreta il numero formato, scegliendo il circuito giusto e facendo funzionare vari interruttori, portanti alla necessaria connessione. Allo stesso tempo esso controlla la registrazione del costo della telefonata.

Una conversazione telefonica della durata di 3 minuti su distanza di 650 km nelle ore di punta costava, nel 1922, 8 scellini e 6 pence, nel 1934 4 scellini, nel 1943 3 scellini e 9 pence ed ora, nel 1958, 3 scellini e 6 pence. Col sistema « GRACE » il costo scenderà a 2 scellini e 6 pence (scellino = Lit. 87; penny = Lit. 7.—). *(u. b.)*

Enrico Fermi commemorato alla V[a] Rassegna Elettronica e Nucleare

In occasione della celebrazione della « Giornata di Enrico Fermi » alla V[a] Rassegna Internazionale Elettronica e Nucleare di Roma, che si è chiusa il 1° luglio registrando un'affluenza di visitatori veramente insolita per una manifestazione specializzata del genere, l'Ambasciatore degli Stati Uniti, J.D. Zellerbach, il dott. Joseph Harrer, il Laboratorio Nazionale Argonne di Lemont (Illinois), e John F. Floberg membro della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), hanno commemorato il grande scienziato italiano cui si deve il 2 dicembre 1942 la prima reazione nucleare controllata e che è stato giustamente definito l'« architetto dell'era atomica ».

Dopo che il dott. Harrer ha tracciato un profilo dell'illustre italiano e il quadro della sua opera, che portò alla scoperta della fissione nucleare controllata nella vecchia palestra dell'Università di Chicago, l'Ambasciatore Zellerbach ha pronunciato un breve discorso per ricordarne la figura.

« La sua grande opera — ha detto l'Ambasciatore Zellerbach — è annoverata tra i grandi doni che l'Italia, nel campo del sapere ha dato al mondo.

« Grazie a menti come quella del Prof. Fermi siamo giunti alle soglie di un nuovo mondo dalle ricchezze infinite e dai problemi terrificanti. Avremo bisogno di saggezza scientifica, sociale e politica, per portare a termine quelle esplorazioni che lo scienziato italo-americano contribuì ad iniziare. Il monumento che l'Italia e gli Stati Uniti vogliono innalzare ad Enrico Fermi è rappresentato da quel mondo migliore che le sue scoperte hanno dimostrato essere alla portata dell'uomo ». *(u. s.)*

In costruzione il padiglione della Mostra Internazionale Nucleare di Ginevra

Nelle ultime settimane sono stati intensificati i lavori per la costruzione di un padiglione provvisorio di grandi dimensioni destinato ad accogliere la Mostra Nucleare Internazionale, in occasione della Conferenza Internazionale sulle utilizzazioni di pace dell'energia atomica, che si terrà a Ginevra dal 1° al 13 settembre.

L'edificio, che sta sorgendo nel giardino del Palazzo delle Nazioni, sorgerà su una superficie coperta di 8 000 metri quadrati dove saranno ordinate le mostre di 21 paesi. Gli Stati Uniti hanno già richiesto 3 370 mq di spazio per la loro Mostra Nucleare, che verrà coordinata dall'Atomic Industrial Forum.

Nella mostra statunitense verranno esposti gli apparecchi sperimentali utilizzati dagli scienziati americani per le ricerche sulla reazione di fusione controllata. Secondo quanto è stato preannunciato, gli Stati Uniti presenteranno nella sezione dedicata ai progressi sulla reazione termonucleare quanto è stato già compiuto nei laboratori dalla Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) nell'ambito del cosiddetto « Progetto Sherwood ».

Nell'altra metà della mostra, gli Stati Uniti presenteranno due reattori in funzione, modelli di centrali elettronucleari, i procedimenti per la fabbricazione e la preparazione dei combustibili nucleari, pannelli indicanti le applicazioni degli isotopi radioattivi nella medicina, nell'industria e nell'agricoltura, e un modello di acceleratore di particelle adoperate per le ricerche sulla struttura della materia.

La Mostra Internazionale Nucleare rimarrà aperta al pubblico dal 31 agosto al 15 settembre e il suo accesso sarà libero a tutti. *(u. s.)*

Impostato sugli scali di Camden lo scafo del « Savannah »

In occasione della celebrazione della « Giornata Nazionale della Marina Mercantile », è stato impostato sugli scali della New York Shipbuilding Corporation a Camden, il 22 maggio, lo scafo della prima nave mercantile a propulsione nucleare del mondo, che è stata ribattezzata « Savannah », per ricordare l'omonimo mercantile che, a vapore, per primo, attraversò l'Atlantico nel 1819, raggiungendo Liverpool dopo 22 giorni di navigazione.

Alla cerimonia dell'impostazione del « Savannah » sono intervenute numerose personalità, tra cui il Segretario al Commercio, Sinclair Weeks.

La nuova unità mercantile, che stazzerà a pieno carico 21.800 tonnellate, avrà un'autonomia, secondo i suoi progettisti, di almeno 350.000 miglia ed una velocità di crociera di circa 20 nodi orari. Lo scafo disporrà di sette stive con una capacità di 10.900 tonnellate di carico lordo, mentre nelle spaziose cabine in coperta troveranno posto 60 passeggeri, oltre a 25 ufficiali e 84 uomini di equipaggio.

La « Savannah » avrà una lunghezza di 178,93 metri ed una larghezza massima di 23,77. La sua propulsione sarà assicurata da un apparato motore da 22.000 CV/asse alimentato da un reattore ad acqua pressurizzata della potenza termica installata di 74.000 chilowatt. Il reattore, che è in corso di costruzione presso la Babcock & Wilcox sotto la supervisione della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), peserà complessivamente, con gli schermi protettivi e l'involucro a tenuta di vapore, 2.500 tonnellate. La carica di combustibile nucleare, in grado di assicurare un'autonomia di circa due anni, contiene soltanto 8,780 kg di uranio 235 ed è suddivisa in 32 elementi di ossido di uranio arricchito rivestiti con acciaio inossidabile. *(u. s.)*

Due nuovi reattori elettronucleari sperimentali approvati dall'AEC

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha condotto a termine nei giorni scorsi i negoziati di due accordi in virtù dei quali saranno costruiti, nell'ambito del Programma per i reattori di potenza dimostrativi sovvenzionato dal governo, due nuovi tipi di reattori elettronucleari sperimentali.

In base al primo accordo, concluso con il Comune di Piqua (Ohio), verrà costruito nei pressi di questa cittadina un reattore a moderatore organico (idrocarburi ad elevato punto di ebollizione) e a combustibile di uranio a basso tenore di U-235, con una potenza elettrica installata di 12.500 kW. La progettazione dell'impianto è in corso presso la sezione Atomics International della North American Aviation Inc.

Col secondo accordo, stipulato tra l'AEC e il Consorzio Elettrico Rurale (Rural Cooperative Power Association) di Elk River (Minnesota), è prevista la costruzione, col contributo finanziario del governo, di un reattore elettronucleare ad acqua bollente a ciclo chiuso della potenza elettrica installata di 22.000 kW. Il reattore sarà alimentato con combustibile di torio ed uranio. Peraltro, il 20% del vapore utilizzato nell'impianto per la produzione di elettricità sarà fornitò da un surriscaldatore a nafta. *(u. s.)*

Colloqui tra i rappresentanti dell'Euratom e degli Stati Uniti

A commento di alcune notizie apparse sulla stampa in merito al programma di collaborazione tra l'Euratom e gli Stati Uniti in vista della realizzazione di centrali elettronucleari nell'Europa Occidentale, il capo dell'Ufficio Stampa del Dipartimento di Stato, Lincoln White, ha dichiarato ai giornalisti, recentemente, che i risultati delle conversazioni, svoltesi tra i rappresentanti della Comunità Europea dell'Anergia Atomica e del governo statunitense tra la fine di aprile e la prima settimana di maggio a Washington, si trovano attualmente all'esame delle parti interessate per una decisione.

White ha soggiunto che « un gruppo di dirigenti dell'Euratom è stato negli Stati Uniti nell'ultima settimana e mezza per proseguire il lavoro iniziato dal gruppo comune Stati Uniti-Euratom che si è riunito nel Lussemburgo dal 14 marzo al 3 aprile ».

I negoziati in corso, secondo quanto si afferma negli ambienti ufficiali, si riferiscono ad un programma elettronucleare che comprende la costruzione nell'Europa Occidentale di sei o sette centrali atomiche con una potenza installata di circa un milione di chilowatt, entro il 1963, ed una spesa complessiva di circa 350.000.000 dollari (pari a 219 miliardi di lire). I lavori dovrebbero avere inizio prima della fine dell'anno.

Un tipo di reattore ad acqua pressurizzata, largamente sperimentato con successo, è stato preso in considerazione dal gruppo di lavoro. Il fabbisogno di combustibile per i reattori è valutato a 30.000 kg di uranio arricchito, che verrebbe fornito dagli Stati Uniti. Il sottoprodotto dei reattori, cioè il plutonio, dovrebbe essere acquistato dal governo statunitense e destinato ad impieghi di pace, ad un prezzo sostanzialmente inferiore a quello fissato per impieghi militari, in base ad un accordo separato. *(u. s.)*

Esempio di torre costruita in Germania per il sostegno delle antenne destinate ad assicurare i collegamenti radio a grandi distanze. Sulla sommità gli specchi forniti dalla Telefunken per un ponte radio funzionante sui 2000 e i 4000 MHz.

sulle onde della radio

Marocco

Ci viene segnalata una trasmissione in lingua Italiana proveniente dal Marocco. Essa farebbe parte di un programma diretto all'Europa da Radio Marocco e precisamente dalle ore 22.00 alle ore 22.15 su 9327 kHz. Alla Domenica, Lunedì, Martedì e Mercoledì termina alle ore 22.30.

Monaco

« Radio Monte Carlo » ha inaugurato una trasmissione in lingua Araba al Martedì ed al Venerdì dalle ore 06.00 alle ore 06.35 su 1466, 6035 e 7140 kHz.

Repubblica Araba Unita

« Radio Damasco » viene sentita benissimo su 5910 kHz e 665 kHz con notizie in Arabo alle ore 20.15.

Repubblica Araba Unita

Ecco la completa scheda dei programmi della R.A.U.: 1) Programma Arabo:
04.00-23.00 su 9790 kHz;
04.00-06.00 su 15390 kHz;
11.00-13.00 su 15390 kHz;
14.30-23.00 su 15390 kHz.
2) « Voce dell'Arabo e Sudanese »: 04.30-05.20, 05.30-06.30, 11.30-12.30, 15.30-17.20, 17.30-23.00 su 7050-11670 kHz; 21.00-22.00 su 15330 kHz.
3) Programma per il Sud-Est dell'Asia: 12.00-16.00 su 17915 kHz.
4) Programma per l'Africa: 16.15-18.00, 18.45-19.30 su 17915 kHz.
5) Programma per la Turchia: 17.00-17.45 su 11990 kHz.
18.00-18.45 (per l'Iran) su 11990 kHz.
6) Per l'Europa 20.00-23.00 su 11990 kHz.
7) Per Sud America: 01-00-02.30 su 9790-15390 (01.00 Portoghese e 01.45 spagnolo), 02.45-03.30 su 15390 (in Arabo).
8) Per il Nord America: 02.45-03.30 su 9790 kHz (in Arabo). Rapporti in ricezione a:
Monitoring Dept. United Arabic Repubblic Broadcasting Service CAIRO (Egitto).

Somalia Britannica

« Radio Somali » da Hargeisa ora impiega entrambe le frequenze di 4780 e 7126 kHz (questa ultima annuncia su 7100 kHz).

Stati Uniti d'America

Il programma della « Voce dell'America » in Inglese per l'Europa è irradiato come segue:
19.00-20.00 su 17830-21540-21570-26040 kHz (dagli U.S.A.), 15340 kHz (Monaco di Baviera), 9345-21580 kHz (Tangeri);
22.00-22.30 su 15250-17785-21485-21500 kHz (dagli U.S.A.), 7250-15340 (Monaco di Baviera), 9635-21580 (Tangeri).
Questo programma viene ripetuto:
1) alle ore 23.00 su 7250-15340 (Monaco di Baviera);
2) alle ore 23.30 su 173 kHz (Monaco di Baviera);
3) alle ore 05.00 su 11875, 17710 kHz (Tangeri).
Il programma « Music U.S.A. » delle ore 20.00 alle ore 22.00 viene trasmesso su 17740-21610 (dagli U.S.A.) per l'Africa Occidentale, 15230-17800 (Colombo) per l'Africa Orientale, 15120 (Colombo) per il Medio Oriente, 15200 (Monaco di Baviera) per l'Africa Orientale e Medio Oriente, 15340, 9635 (Monaco di Baviera e 21580 (Tangeri) per l'Europa. Dalle ore 23,00 alle ore 01.00 per l'Europa su 9635-11875-15135 (Tangeri) e dalle ore 24.00 anche su 173 (Monaco di Baviera).

Togo

« Radio Tomè » con il suo tx di 1 kW è in aria dalle ore 07.00-09.00 e 13.00-14.00 e 19.00-23.00 su 5036 kHz. Programma futuro di questa stazione l'elevazione della potenza a 4 kW.

Venezuela

« Radio Barquisimeto » ora usa il suo Tx di 15 kW su 4990 kHz (YVMQ) e 9505 (YVXJ). YVMR su 1490 ha cambiato frequenza adottando 680 kHz. *(Micron)*

TECNICHE COSTRUTTIVE DEI CALCOLATORI ELETTRONICI

Struttura Logica dei Calcolatori Elettronici

Nozioni propedeutiche sulla programmazione. Impostazione logica del funzionamento di un calcolatore automatico ed universale a minimo numero di organi (parte prima di due parti).

dott. ing. Silvano Ambrosio e dott. ing. Giuseppe Reviglio

GLI elementi raccolti nei precedenti articoli consentono di imbastire ora una piccola macchina calcolatrice. Scopo del presente articolo è appunto di fornire le principali indicazioni indispensabili per collegare organicamente un congruo numero di componenti elettronici, in modo da creare un dispositivo di calcolo.

0. - PRELIMINARI.

Naturalmente per ovvie ragioni non potremo pensare ad un grosso complesso di calcolo e neppure ad un calcolatore di medie dimensioni. Tuttavia il Lettore non dovrà da questo dedurre che le possibilità del nostro calcolatore in miniatura siano rudimentali. Si potrebbe anzi dimostrare matematicamente che la dotazione circuitale, ossia la «logica» della macchina è completa. Quindi essa sarà *universale*, cioè in grado di compiere le stesse operazioni delle consorelle maggiori nello stesso modo automatico, almeno quando sia possibile prescindere dalla capacità di memoria.

È opportuno insistere sin d'ora su questo essenziale concetto di automaticità.

Come si è già avuto occasione di accennare e contrariamente alle opinioni comuni, i calcolatori elettronici rendono servizi inestimabili non tanto perchè sono in grado di eseguire velocissimamente ogni sorta di operazioni aritmetiche, ma sopratutto perchè possono *prendere delle decisioni in modo automatico*, ne più ne meno come lo potrebbe una persona.

Spingendo agli estremi limiti questa proprietà, ne segue che i calcolatori elettronici modificano il loro comportamento in funzione di eventi esterni od interni, ossia possono autodeterminarsi in base a pochi ordini preliminari, attraverso un gran numero di decisioni prese su elaborati di calcolo. Con locuzione di certo esagerata ma espressiva, si può dire che essi sono in grado di *imparare*.

1. - COME FUNZIONA UN CALCOLATORE AUTOMATICO.

Per descrivere il funzionamento di un calcolatore automatico universale, occorrerebbe usare un linguaggio strettamente matematico. Questo condurrebbe ad una formulazione in Algebra Booleana tanto complessa quanto noiosa per chi l'affronta per la prima volta.

È meglio ricorrere a un processo esemplificativo analogico.

Si supponga dunque di avere a disposizione:

a) un'addizionatrice-sottrattrice meccanica (comptometer);

b) uno scaffale munito di un gran numero di caselle, ad esempio 10 000, ognuna delle quali porta un'etichetta con un numero di 4 cifre, da 0000 a 9999: questo numero rappresenta l'*indirizzo* della casella;

c) un contatore meccanico in cui si sommi 1 tutte le volte che si preme un pulsante;

d) due lavagnette con gesso e strofinaccio.

Adesso si immagini di disporre un certo numero di biglietti nelle caselle. Questi biglietti sono di due tipi diversi: quelli del primo tipo recano dei numeri che vanno considerati come *dati* oggetto dell'elaborazione; quelli dell'altro tipo contengono ciascuno una *istruzione* costituita:

a) da un *ordine* che specifica qual sorta di operazione si vuol far compiere

b) da un *indirizzo* numerico.

Un uomo, o meglio un automa, viene poi istruito a compiere meccanicamente queste incombenze:

a) osservare il numero che appare sul contatore meccanico, cercare la casella che ha quel numero come indirizzo, estrarre il biglietto ivi contenuto e

b) ricopiare sulle due lavagnette, dopo averne cancellato le precedenti annotazioni, l'istruzione contenuta sul biglietto.
Su una vien scritto l'ordine, sull'altra l'indirizzo. Contemporaneamente schiacciare il pulsante del contatore, aumentando così di 1 il numero contenutovi.

c) ricercare la casella il cui indirizzo è scritto sulla lavagna relativa e

d) eseguire l'ordine annotato sull'altra lavagnetta. Dopodichè ricominciare daccapo con un'altra fase (a).

Gli ordini che possono trovarsi sulle istruzioni per il momento siano:

1) prendere il dato contenuto nella casella indicata dall'indirizzo allegato e ricopiarlo nell'addizionatrice-sottrattrice, *dopo averne cancellato il precedente contenuto*. Nella casella il dato permane invariato.

2) sommare nella addizionatrice-sottrattrice il dato ricopiato dal biglietto contenuto nella casella di cui all'indirizzo allegato, *senza cancellare* il precedente contenuto della comptometer. Nella casella il dato permane invariato;

3) come l'ordine precedente, ma facendo entrare il dato in sottrazione rispetto il precedente contenuto;

4) copiare su un biglietto pulito il numero che è indicato nel registro della comptometer; distruggere il biglietto contenuto nella casella indicata dall'indirizzo allegato e sostituirvi il nuovo biglietto;

5) eseguire le prime tre parti (a), (b), (c) del ciclo di lavoro sopra illustrato e sospendere ogni ulteriore manovra in attesa di un segnale di riavviamento. Per questo ordine l'indirizzo perde significato.

Evidentemente non è necessario scrivere per disteso l'ordine dettagliato: è sufficiente indicare il numero — o codice — che lo contraddistingue nella elencazione, dopo che l'automa ne ha mandato a memoria il significato.

Così ad ogni ordine corrisponde una ben determinata operazione e viceversa ad ogni operazione corrisponde un codice numerico.

È chiaro che la persona che intende usufruire del lavoro automatico dello automa deve ricordare pure molto bene questi codici; per facilitare lo sforzo mnemonico giova sostituire alla precedente elencazione una descrittiva sintetica quale potrebbe essere la seguente:

1) Ricopia
2) Somma
3) Sottrai
4) Memorizza
5) Stop.

1.1. - IL PROGRAMMA DI CALCOLO.

Adesso si voglia per esempio eseguire il calcolo:

$$z = \sum_1^6 x_i - y_1 - y_2 \qquad [1]$$

La prima cosa da fare è *programmare* il lavoro. Anzitutto si assegnerà una casella ai 6 valori della x, una alla y_1 ed una alla y_2. Infine si prevederà un posto per la z da calcolare.

Possiamo prendere caselle in qualunque indirizzo, per esempio 0100, 0101, ... 0108. Per indicare che esse conterranno rispettivamente le x, le y e la z si suole scrivere:

(0100) = x_1
(0101) = x_2
(0102) = x_3
(0103) = x_4
(0104) = x_5
(0105) = x_6
(0106) = y_1
(0107) = y_2
(0108) = z

Adesso si predispongono le *istruzioni* per il calcolo. Si deve comandare le seguenti istruzioni:

Ricopia il dato contenuto in casella 0100.

Somma il dato contenuto in casella 0101.

Somma il dato contenuto in casella 0102.

Somma il dato contenuto in casella 0103.

Somma il dato contenuto in casella 0104.

Somma il dato contekuto in casella 0105.

Sottrai il dato contenuto in casella 0106.

Sottrai il dato contenuto in casella 0107.

Memorizza in casella 0108.

Stop.

Esse formano il *programma* di calcolo e traducono la formola (1) in un *linguaggio* comprensibile all'automa.

Le 10 precedenti istruzioni devono essere alloggiate, *ubicate*, in 10 celle di indirizzo sequenzialmente crescente: ad esempio: nelle celle 0000, 0001, ... 0009.

Usando i codici numerici per indicare gli ordini, il contenuto delle prime dieci *celle* o caselle di memoria sarà:

(0000) = 1 0100
(0001) = 2 0101
(0002) = 2 0102
(0003) = 2 0103
(0004) = 2 0104
(0005) = 2 0105
(0006) = 3 0106
(0007) = 3 0107
(0008) = 4 0108
(0009) = 5

Quando istruzioni e dati si trovano alloggiati in memoria, è possibile iniziare il computo. Premendo un bottone, l'automa inizia la prima fase del suo lavoro, consulta cioè il contatore a pulsante. Siccome vogliamo che la prima istruzione sia quella contenuta in cella 0000, occorrerà anche rimettere a zero in precedenza il contatore, che d'ora in poi per evidenti motivi chiameremo Contatore d'Istruzioni CI.

Premuto il bottone d'avviamento (Start), l'automa estrae l'istruzione di cella 0000, vi trova scritto 1 0100, che per lui significa: annulla la precedente registrazione sulla comptometer (da ora in poi: Accumulatore, AC) e ricopia il dato che trovi in cella d'indirizzo 0100. Così x_1 finisce in Accumulatore.

Nel contempo il Contatore Istruzioni evolve a 0001.

Terminata così la fase (d) della prima istruzione, inizia la fase (a) della seconda: l'automa consulta il CI, vi trova 0001, estrae l'istruzione relativa che ordina: vai a cella 0101, ricopia il dato che v'è ospitato e sommalo in Accumulatore AC al precedente contenuto. Il quale essendo x_1, verrà sommato con x_2: al termine della fase (d) in AC si troverà $x_1 + x_2$. Nel frattempo CI è stato incrementato a 0002.

Il Lettore comprenderà a questo punto che con un processo assolutamente identico saranno eseguite tutte le istruzioni: in AC si troverà progressivamente

$$x_1 + x_2 + x_3,\; x_1 + x_2 + x_3 + x_4,\; \dots\; \sum_1^6 x_i,\; \Sigma x - y_1,\; \Sigma x - y_1 - y_2 = z.$$

Compiuta l'istruzione 0008, il risultato z è riposto in cella 0108 e si passa all'istruzione di cella 0009. Ma questa ordina semplicemente alla macchina di arrestarsi e non esaminare più il contenuto della cella seguente: infatti il calcolo è terminato.

Purtroppo gli ordini elencati sinora comandano solo operazioni elementari quali la somma e la sottrazione; benchè sia già abbastanza suggestivo il pensare che un programma come quello descritto è eseguito dai componenti elettronici del calcolatore corrispondenti ai vari organi esemplificati in un tempo non superiore a qualche millisecondo, da un calcolatore elettronico si pretende ben altro.

Viene spontaneo ad esempio di esigere le operazioni aritmetiche di moltiplica e divisione.

Con le 4 operazioni aritmetiche fondamentali, magari compiute su termini algebrici, è possibile costruire programmi di calcolo di radici quadre e cubiche, calcolare funzioni circolari, logaritmiche, esponenziali, ecc., secondo i dettagli dell'Analisi Algebrica (impiego di sviluppi in serie, polinomiali, funzioni approssimanti). Questi programmi, destinati ad essere eventualmente inseriti in programmi ancora più generali, nel gergo dei calcolatori si dicono «subroutines».

Vi sono calcolatori che dispongono di ordini di moltiplica e divisione, ma ve ne sono altri (pochi, invero) che ne sono sprovvisti. In tal caso si può costruire le relative subroutines usando gli ordini più elementari a disposizione: è noto infatti che la moltiplica è un insieme di somme e la divisione una sequenza di sottrazioni opportunamente ordinate.

Un calcolatore provvisto di circuiti per l'esecuzione delle operazioni composte, moltiplica e divisione, è più facile da programmare perchè con un solo ordine si ottiene quello che una macchina più semplice esegue con una subroutine di qualche decina d'istruzioni, ma è assai più complesso e quindi più caro.

D'altra parte ambedue le macchine raggiungono lo stesso scopo, seppure con diverse velocità e diversa fatica di programmazione. Data la fisionomia di questa serie di articoli, abbiamo ritenuto necessario semplificare al massimo la rete elettrica del calcolatore illustrativo che stiamo concretando e quindi gli ordini sono stati costretti al numero minimo indispensabile per garantire l'automaticità e l'universalità del funzionamento.

Ritenendo a questo punto che il Lettore si sia sufficientemente familiarizzato con la procedura esecutiva dei calcolatori, abbandoneremo l'analogia didattica seguita sinora.

Tanto per riordinare le idee si ricorda che:

— La addizionatrice-sottrattrice dello esempio ha simulato il funzionamento dell'Accumulatore AC.
— Il casellario da 10 000 caselle ha rappresentato la Memoria Generale del calcolatore, MG, capace di 10 000 celle.

— Il contatore meccanico a pulsante è stato l'analogo del Contatore di Istruzioni CI.

— Le due lavagnette con relativo cancellino hanno funzionato da Registro Programma; precisamente una è stata il Registro Ordini RO e l'altra il Registro Indirizzi RA. Il loro scopo non appare ben chiaro dall'esemplificazione, perchè si è implicitamente supposto un *automa dotato di memoria*; in realtà la Rete di Controllo che esegue elettronicamente le mansioni dell'automa è di per se priva di memoria, quindi di ciascuna istruzione reperita nella fase (a) di ricerca iniziale viene trascritta nella memoria o registro programma: l'ordine in RO e l'indirizzo in RA. La rete di controllo attinge informazioni appunto da RO ed RA.

1.2. - Estensione delle capacità elaborative.

Il programma descritto in precedenza è eseguito una sola volta. Se si volesse ripeterlo, cambiando i *dati d'ingresso*, ossia le variabili indipendenti della formola (1), occorrerebbe azzerare di nuovo il CI in modo che premendo una seconda volta il bottone « Start » di avviamento programma, venga ripresa in considerazione la cella 0000.

Ma non è affatto indispensabile alloggiare il programma nelle prime 10 celle; qualunque altro gruppo, ad esempio 1001, 1002, ... 1010 andrebbe egualmente bene purchè si possa « caricare » l'indirizzo iniziale (nel presente caso 1001) nel CI.

Un modo di risolvere la questione è quello di prevedere un ordine che, deposto in cella 0000, imponga al CI di assumere il valore specificato dall'indirizzo allegato. Un simile ordine obbliga dunque il programma a « saltare » da cella 0000 a quella indicata in indirizzo (che dunque perde il significato convenzionale dell'ubicazione dei dati operandi). Esso suona:

6) Annullare il precedente contenuto del Contatore Istruzioni CI rimpiazzandovi il numero specificato dall'indirizzo.

Pertanto se in cella 0000 si pone i codici 6 1001, il CI viene « forzato » a 1001 nell'ultima fase del ciclo di lavoro, *dopo* aver subito l'incremento unitario sistematico. Il calcolatore trascura dunque l'esame delle celle da 0001 a 1000 e comincierà subito l'esecuzione del programma di calcolo ospitato in celle 1001 a 1010, esecuzione assolutamente identica a quella precedentemente descritta.

Calcolata la nuova variabile z, la macchina si ferma di nuovo a causa dello Stop di cella 1010.

Desiderando reiterare il calcolo, non è sufficiente nemmeno ora ripremere il bottone « Start »: la macchina analizzerebbe il contenuto della cella 1011 e non la cella 1001. Il Lettore avrà compreso senza dubbio che in cella 1011 si depositerà una istruzione tipo 6, di « Salto »: 6 1001.

PROGRAMMA			Foglio...
UBIC.	CODICE	ADR.	NOTE
1001	1	0100	x_1 è caricato in AC: $x_1 \rightarrow$ AC
1002	2	0101	$x_1 + x_2$
1003	2	0102	
1004	2	0103	
1005	2	0104	Esecuzione della sommatoria
1006	2	0105	
1007	3	0106	
1008	3	0107	Sottrazioni
1009	4	0108	z è memorizzato: $z \rightarrow$ (0108)
1010	5	....	Stop
1011	6	1001	Rinvio di ripresa programma

Fig. 1

La fig. 1 rappresenta un « Modulo di Programma » quale solitamente si usa per stendere un programma di calcolo. Esso contiene il programma descritto. Si noti la descrizione che accompagna le singole istruzioni per facilitare i compiti del programmista.

Ritorniamo ora sulla importantissima questione della facoltà di macchina di « prendere delle decisioni ». Prendere una decisione significa scegliere tra varie vie, in base ad un certo criterio di scelta; la decisione più semplice è quella che si offre quando le vie sono soltanto due: è detta *alternativa* o *biforcazione*.

Nel caso dei calcolatori, le due vie dell'alternativa si risolvono in due programmi diversi che per quanto illustrato sono perfettamente definiti dai due indirizzi delle due istruzioni iniziali. La situazione più semplice si presenta quando uno di questi segue immediatamente il punto di biforcazione (il programma va in sequenza normale, cioè è sequenziale) e l'altro è raggiunto con un salto.

In altre parole, l'alternativa è creata *condizionando* un salto di programma, d'onde il nome di « Salto Condizionato » dato all'ordine che lo realizza.

In base a cosa condizionare il salto, ossia prendere la decisione?

Si possono pensare molte possibilità e nei grandi complessi da calcolo è è a disposizione un vero assortimento di salti condizionati. Nel nostro caso sceglieremo il solo caso essenziale e ci accontenteremo di esso soltanto; opportune subroutines consentiranno di estenderne l'applicazione a *tutti* i casi non contemplati direttamente.

Supposto dunque che la macchina tratti numeri algebrici, si definisce l'ordine:

7) Forzare il CI sul numero rappresentato dall'indirizzo allegato solo, e solo se il numero ospitato nel momento dell'ordine in AC è negativo.

Di fronte a quest'ordine, la macchina va a controllare il segno dell'accumulatore, prescindendo dal suo valore numerico.

Se lo trova positivo, viene presa in considerazione ed eseguita l'istruzione ubicata nella cella immediatamente seguente. Se invece il segno di AC è negativo, vien compiuto il salto di programma: l'istruzione seguente è estratta dalla cella indicata dall'indirizzo associato al codice 7.

In ambedue i casi la situazione numerica nell'AC e nella memoria generale MG non è assolutamente modificata, qualunque sia il risultato della alternativa.

Questo ordine conferisce vastissime, insospettate possibilità « logiche » alla macchina. Con esso si riesce a confrontare due numeri, decidendo se essi siano eguali o diversi, l'uno maggiore dell'altro e viceversa. Volendo, si può costruire subroutines per imboccare non più due ma diversissime strade di altrettante procedure logiche e matematiche.

Come primo semplice esempio applicativo, si voglia risolvere questo problema. Dati due numeri A, B occupanti rispettivamente le celle 0100 e 0101, di cui si ignora il valore effettivo, si chiede di stendere un programmino che li disponga in ordine di grandezza,

PROGRAMMA			Foglio...
UBIC.	CODICE	ADR.	NOTE
0000	1	0100	A $\rightarrow$ AC; (0100) = A; (0101) = B
0001	3	0101	esecuzione A — B
0002	7	0009	se A — B è negativo, salta a (0009)
0003	1	0101	
0004	4	0102	
0005	1	0100	A e B sono permutati di ubicazione
0006	4	0101	la cella (0102) serve per deposito
0007	1	0102	temporaneo (buffer)
0008	4	0100	
0009	5	....	Stop

Fig. 2

cioè che piazzi il più piccolo in (0100) e il più grosso in (0101).

Scritto il gruppo di istruzioni di fig. 2, il Lettore constaterà facilmente che dopo aver fatto eseguire $A - B$ mediante le due prime istruzioni, il codice 7 di Salto condizionato analizza il segno della differenza. Se $A - B < 0$ sarà $A < B$ quindi i due numeri sono già ordinati: il salto di programma sarà effettivo e le istruzioni contenute nelle celle 0003, ... 0008 non vengono eseguite. Ma se $A - B > 0$ cioè se $A > B$, bisogna permutare l'ubicazione dei due valori, il programma esposto esegue appunto questo lavoro con le istruzioni (0003) a (0008), che in questo caso sono eseguite.

È pure molto facile riconoscere se un numero è eguale a zero o meno e, generalizzando, se due numeri sono eguali.

Convenendo che lo zero abbia sempre segno positivo, per vedere se un numero è nullo lo si analizza preventivamente con l'ordine di Salto Condizionato: se è riconosciuto negativo, sicuramente non è nullo. Qualora il salto non abbia luogo, si è incerti se il numero è diverso da zero (e positivo, ovviamente) oppure se è proprio zero. Per chiarire la situazione basta sottrarre un'unità al numero stesso: se era nullo ora è passato negativo e come tale è riconosciuto da un secondo Salto Condizionato.

Lo spezzoncino di programma è il seguente:

(0001) = 1 0010 ; 0010 contiene il numero da analizzare;
(0002) = 7 0005 ; se questo numero è negativo salta a 0005;
(0003) = 3 0011 ; sottrae un 1 contenuto in 0011;
(0004) = 7 0006 ; se ora AC è negativo salta alla 0006;
(0005) = ; uscita per numero non nullo;
(0006) = ; uscita se il numero è nullo.

Per vedere se due numeri sono eguali o no, è sufficiente anteporre al precedente programma tre istruzioni che facciano la differenza di essi numeri. Se il valore differenza è nullo, i due numeri sono eguali.

Programmi più complessi, ma sempre abbastanza semplici da stendere, impieganti il Salto Condizionato e quello Incondizionato consentono di ordinare in modo crescente o decrescente un insieme di numeri o di ricercare in una « tabella » un determinato valore corrispondente ad un dato prefisso. Lasciamo al Lettore la soddisfazione di costruirseli da se.

Per completare la dotazione di ordini della macchina universale mancano ora due sole istruzioni, dette di Scalamento (Shift).

Si definisce scalamento la traslazione del contenuto di un registro verso destra o verso sinistra, ossia la moltiplica del numero per 10^{+n} (scalamento a sinistra) o per 10^{-n} (scalamento a destra). Se la macchina è a numerazione binaria, lo scalamento gode di identica definizione, salvo sostituire la base 10 con la base 2.

Lo scalamento matematico prescinde dalla estensione del registro di scalamento; non così ovviamente gli ordini di macchina, i quali devono tener conto delle reali lunghezze o capacità delle memorie. Si danno due alternative: per effetto dello *scalamento* le cifre estreme vengono perdute (ad esempio nello scalamento a sinistra si perdono le cifre di estrema sinistra che via via vanno a cadere fuori del registro), oppure ciascuna cifra che vien per così dire sospinta fuori non è perduta ma ricompare all'altro estremo del registro. Riserviamo a questo modo di procedere il termine di *Permutazione circolare*.

In linea generale si può attribuire maggiore importanza alle istruzioni di Scalamento, perchè risolvono situazioni non altrimenti risolubili con le sole Permutazioni.

Nel caso del nostro Calcolatore definiremo questi due ordini:

8) Scalare di una posizione (binaria) a destra l'intero Accumulatore AC. Il bit di estrema destra vien abbandonato. L'indirizzo non ha alcun significato.

9) Permuta di una posizione (binaria) a sinistra l'intero accumulatore AC. Il bit di estrema sinistra ricompare nella posizione di estrema destra di AC. L'indirizzo non ha alcun significato.

Con questi 9 tipi di ordini abbiamo abilitato il nostro calcolatore ad eseguire *qualunque lavoro*. Naturalmente certi calcoli complicatissimi potrebbero richiedere un numero così enorme di istruzioni da non poter esser contenuto in memoria. In questo caso si spezzerà il problema in più parti, ognuna tale da essere fattibile; esse saranno eseguite in riprese successive.

Tanto per concretare le idee sulle reali capacità di memoria dei calcolatori odierni, una qualunque macchina di medie dimensioni riesce a contenere al più qualche migliaio di « *voci* », intendendo col termine « voce » o un dato o un'istruzione.

Nei complessi da calcolo più grandi, le voci salgono a qualche milione, per l'impiego della registrazione su nastri magnetici (i nastri sono automatizzati, perchè ogni loro operazione è controllata dal programma e non dall'utente). Inoltre tanto più la macchina è grande, tanto più ricca è la collezione degli ordini e quindi tanto più conciso risulta il programma, a parità di lavoro.

Non riteniamo necessario spingere oltre la trattazione dei principi di tecnica della programmazione, perchè il nostro obiettivo attuale è la tecnologia dei calcolatori e non il loro uso; si rammenti tuttavia che non è possibile comprendere il funzionamento delle macchine da calcolo e tanto meno il progettarle, se non si è padroni della programmazione.

Prima di lasciare l'argomento presentiamo un ultimo esempio molto significativo della « potenza » cibernetica degli ordini scelti come fondamentali, realizzando un programma *autocalcolante*.

Si vuol creare una specie di nuova istruzione che integri le deficienze dell'ordine di codice 8, comandando non uno, ma n scalamenti a destra. La cosa è fattibile con una subroutine opportunamente studiata.

Dopo aver deposto in una cella di ingresso, poniamo la 0100, il numero n degli scalamenti da compiere, si « richiama » la seguente catena di istruzioni (fig. 3).

Questo programma va esaminato molto accuratamente perchè è *parametrico*, ossia valido qualunque sia il numero che venga imposto ad n (purchè non sia $n = 0$). Il suo meccanismo di funzionamento può essere così riassunto.

PROGRAMMA			Foglio...
UBIC.	CODICE	ADR.	NOTE
0020	9	....	scala di 1 posizione
0021	4	0102	riponi in buffer il dato scalato
0022	1	0100	(0100) = n $\rightarrow$ AC
0023	3	0101	(0101) = 1; quindi n — 1 $\rightarrow$ AC
0024	4	0100	n — 1 è sostituito al posto di nn
0025	3	0101	calcola n — 2
0026	7	0029	se n — 2 < 0, allora n — 1 = 0
0027	1	0102	dato da scalare in AC
0028	6	0020	salto per un altro scalamento
0029	1	0102	(0102) = dato scalato $\rightarrow$ AC
	Fine		

Fig. 3

(il testo segue a pag. 380)

Il primo servizio pubblico televisivo ha 21 anni di vita

La televisione britannica celebra quest'anno due anniversari. La rete televisiva commerciale compie due anni, mentre il Servizio Televisivo nazionale della BBC celebrerà tra breve il suo 21mo compleanno.

Nel 1957 la rete televisiva della BBC è la maggiore dopo quella degli Stati Uniti. Con i suoi diciotto trasmettitori in funzione, la televisione della BBC giunge al 97% della popolazione britannica. Più della metà delle case britanniche possiedono ora un televisore. Per trovare, nel Regno Unito, un pubblico altrettanto numeroso, bisogna risalire a quello che assistette all'incoronazione della Regina nel 1953 e che era costituito da oltre 20 milioni di persone.

Il 3 novembre 1936 la BBC entrò nella storia iniziando il primo servizio pubblico televisivo ad alta definizione del mondo. Da allora al 1939, anno in cui scoppiò la seconda guerra mondiale, regolari programmi televisivi vennero quotidianamente trasmessi dagli studi della BBC di Alexandra Palace, Londra nord. In quei primi programmi comparvero quasi tutti i divi ed i personaggi di primo piano del mondo teatrale: Markova, Ruth Draper, Elizabeth Schumann, Ivor Novello, Bernard Shaw, e molti altri. Il 12 maggio 1937 il nuovo servizio fece la sua prima trasmissione a distanza — l'incoronazione di Re Giorgio VI. Da allora in poi le macchine da presa della televisione della BBC girarono ovunque, in lungo e in largo. Prima che, il 1 settembre 1939, con l'oscuramento di Londra, cessasse ogni trasmissione, erano andate in scena più di 300 commedie televisive.

Nel 1936, quando la BBC iniziò il suo servizio il pubblico del Regno Unito possedeva 280 televisori. Nel 1939 questa cifra era salita a 20.000. Attualmente la cifra è vicina agli 8 milioni.

Le trasmissioni della BBC non sono commerciali, non sono, cioè, pagate dalla pubblicità. Esse hanno lo scopo di servire al pubblico nei tre campi del trattenimento, dell'educazione e dell'informazione che sono le funzioni stabilite dal Reale Documento costitutivo della corporazione. I programmi della Corporazione hanno una certa elasticità, e possono subire qualche mutamento. Nell'anno in corso i programmi televisivi hanno subito, nella loro composizione, interruzioni e mutamenti nelle seguenti percentuali:

Trattenimento leggero e films di trattenimento	18
Dramma, opera, balletto e musica	14
Avvenimenti sportivi e « a distanza » di vario tipo	17
Programmi per bambini	15
Conversazioni, documentari e dimostrazioni	22
Notizie e documentari	7
Varie	7

La televisione della BBC è stata definita « la rete intraprendente ». Nessun migliore omaggio potrebbe farsi ai dirigenti dei programmi, i quali sono convinti dell'utilità della televisione come « finestra sul mondo ». Fu nel 1950 che la BBC fu pioniera della Eurovisione sistema di scambi televisivi fra nazioni europee. In sette anni, i progressi sono stati enormi. Sono state superate le differenze di linguaggio e di standards tecnici di trasmissione ed ora esiste un regolare flusso di programmi lungo i canali televisivi dell'Austria, Belgio, Danimarca, Francia, Germania, Olanda, Italia, Lussemburgo, Monaco, Svizzera e Regno Unito.

Altri programmi che riscuotono molto successo fra quelli montati dalla BBC, sono quelli che mostrano la ricchezza di tradizioni e di folklore del popolo britannico. Benchè quasi tre quarti della produzione televisiva della BBC sia di materiale « vivo », i films vi hanno grande importanza, e cineteca e reparti produzione cinematografica della BBC sono ora i più importanti d'Europa, nel loro genere. Nel campo drammatico la richiesta di nuovo materiale è inesauribile. L'anno scorso la produzione drammatica della BBC incluse 116 opere teatrali britanniche appositamente scritte. La teletrasmissione a puntate di grandi libri ha attratto numeroso pubblico. Fra questi venne trasmesso « Storia di due città » e « Davide Copperfield » di Carlo Dickens, « Fiera della Vanità » di Thackeray « Jane Eyre » di Carlotta Bronte.

Questi programmi della BBC vengono posti a disposizione delle reti estere in numero sempre maggiore. Negli ultimi 12 mesi sono stati inviati in Canadà, Australia, Germania, Olanda, Svezia e altre nazioni europee più di 350 film e 400 cinescopes della BBC. Alcuni programmi sono stati forniti alla televisione degli Stati Uniti.

Oggi la BBC, mentre celebra il 21mo anniversario della televisione, fa programmi per l'avvenire. I suoi esperimenti di televisione a colori sono molto avanti e la sede della televisione, in costruzione nel West di Londra, sarà, nel suo genere, la più moderna d'Europa. Conscia del fatto che i prossimi dieci anni saranno di grande importanza nello sviluppo della televisione, la BBC si prepara con fiducia ad adempiere pienamente al suo compito dell'interessante avvenire che ci aspetta.

(u. b.)

La stazione TV polacca di Katowice

In base a notizie pubblicate sul fascicolo di maggio 58 della rivista polacca Radioamator (pag. 25), siamo in grado di comunicare alcuni particolari riguardanti la nuova stazione TV di Katowice della quale su queste pagine (*l'antenna* dicembre 1957, p. 547) avevamo preannunciato la prossima inaugurazione. La stazione funziona dal giorno 4 dicembre 1957 e sarebbe la quarta stazione TV polacca, dopo quelle di Varsavia, Lodz e Poznan, ed è stata costruita su una collina del paese, nei pressi della località Siemianowice. La stazione occupa due edifici dalle cubature 4500 e 4000 m³, a distanza di oltre 150 m uno dall'altro e un terreno di 54 000 m². L'antenna è fissata su un pilone d'acciaio, alto 225 m, che porta anche le antenne paraboliche del ponte radio Varsavia-Lodz-Katowice ed è provvisto di una piattaforma per la sistemazione delle antenne di collegamento del telecentro con la stazione mobile, qualora sia in servizio.

Uno degli edifici comprende lo studio dalla superficie 130 m², un piccolo studio dell'annunciatore, separato dal primo da una vetrata, la camera del telecinema, la sala di regia e di smistamento, la sala degli apparati tra cui i generatori di sincronismo, amplificatori di linea, generatore del monoscopio e quello del campo a scacchiera. Inoltre vani ausiliari ed il garage della stazione mobile. Il secondo edificio comprende gli emettitori, la stazione terminale del ponte radio, il punto di comando, locali dell'amministrazione.

Le apparecchiature della stazione sono state fornite dalla casa inglese Marconi per due telecamere da studio, munite di tubi tipo superorticon e per due banchi del telecinema, ognuno dei quali è munito di un tubo vidicon e di un dispositivo ottico multiplex per il passaggio dalla trasmissione dei films a 35 mm, a quella dei 16 mm, oppure delle immagini fisse. L'impianto trasmittente è composto da due emettitori del segnale video, di 9 kW ciascuno che lavorando in parallelo sviluppano una potenza di 15 kW e di due emettitori del segnale audio di potenza 2,5 kW che insieme danno 4kW. In quanto il guadagno energetico medio dell'antenna è 15, la potenza irradiata apparente và sui 225 kW.

Per la realizzazione delle trasmissione TV dalle sale teatrali, dai campi sportivi, di manifestazioni varie, il Centro dispone di una stazione mobile montata su un carro e fornita dalla casa francese La Radioindustrie. A condizione di diretta visibilità tra l'antenna della stazione mobile e quella sistemata sul pilone del telecentro, la distanza tra esse può arrivare fino a 50 km. Il collegamento si pratica su 7 000 MHz.

Essendo la stazione di Katowice collegata per ponti radio con le stazioni di Varsavia e di Lodz, uno scambio reciproco di programmi è possibile. Inoltre, per mezzo di un impianto di ricezione apposito, le emissioni TV della stazione cecoslovacca di Ostrova (70 km) possono essere captate e ritrasmesse dalla stazione di Katowice, offrendo ai telespettatori la possibilità di vedere non soltanto i programmi cechi, ma anche quelli tedeschi della RDT. La mancanza però di regolari ponti radio anche sul tratto Dresda-Praga (100 km) rende la qualità di queste trasmissioni alquanto influenzata dal livello non indifferente dei disturbi industriali.

(O. Cz)

Annunci televisivi per avio-passeggeri

Nella stazione autocorriere che serve l'aeroporto di Londra ed è situata nel quartiere di Brompton, nella parte occidentale della capitale, i passeggeri ed i loro amici vengono tenuti informati sul movimento degli autopullman e degli aerei mediante un sistema di televisione a circuito chiuso. Le informazioni sugli arrivi e partenze vengono date su ampi schermi sistemati nelle sale d'aspetto e, negli intervalli, viene tele-trasmessa della pubblicità.

(u. b.)

Repubblica Democratica Tedesca

L'industria radioelettrica della Germania Orientale s'interessa a trasmettitori TV in banda IV. Un prototipo sperimentale è stato posto in servizio dalla ditta Rafena, a Radelberg, presso Dresda. Potenza nominale video 200 W, audio 50 W.

PROCEDIMENTO PER LA FABBRICAZIONE DI TUBI A RAGGI CATODICI PER LA RIPRODUZIONE DI IMMAGINI TELEVISIVE A COLORI.
Chromatic Television Laboratories Inc. a Emeryville, California (Stati Uniti d'America). (12-2494)

ANTENNA A MANICO DI FRUSTA PER ONDE RADIO, CON STRUTTURA A FIBRE DI VETRO.
Columbia Products Company a Columbia (Stati Uniti d'America). (12-2494)

DISPOSITIVO PER SUPPORTARE ED ORIENTARE IL CINESCOPIO DEGLI APPARECCHI TELEVISIVI, E TELEVISORE INCORPORANTE TALE DISPOSITIVO.
Fimi Soc. p. a. a Milano. (12-2496)

TUBO A RAGGI CATODICI PER RIPRODUZIONE DI IMMAGINI A COLORI.
General Electric Company a Schenectady (Stati Uniti d'America). (12-2497)

PERFEZIONAMENTI NEI TUBI TELEVISIVI PER TELEVISIONE A COLORI.
Giuffrida Joseph a Haverhill, Massachusetts (Stati Uniti d'America). (12-2497)

RICEVITORE DI TELEVISIONE A COLORI.
Hazeltine Corporation a Washington. (12-2497)

PROCEDIMENTO PER LA REALIZZAZIONE DI COMPLESSI DI GRIGLIA PER L'IMMAGAZZINAMENTO DELLE IMMAGINI.
Hughes Aircraft Company a Culver City, California (Stati Uniti d'America). (12-2498)

TUBO PER TELECAMERA DI PRESA.
Philips' Gloeilampenfabrieken (N.V.) a Eindhoven (Paesi Bassi). (12-2500)

TUBO PER MACCHINA DA PRESA TELEVISIVA.
Philips' Gloeilamenfabrieken a Eindhoven (Paesi Bassi). (12-2501)

MECCANISMO DI SBLOCCAMENTO DEGLI ANELLI POSIZIONATORI NEI PREDISPOSITORI D'ONDA PER APPARECCHI RADIO RICEVITORI E TRASMITTENTI.
Resconi Ugo a Milano. (12-2501)

COMPLESSO DI DEVIAZIONE PER LA DEVIAZIONE MAGNETICA DEI TUBI A RAGGI CATODICI, IN PARTICOLARE PER SCOPI TELEVISIVI E PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE RELATIVO.
Telefunken G.m.b.H. a Berlino. (12-2506)

STRUTTURA DI ANTENNA A FERITOIA.
Compagnie Française Thomson Houston a Parigi. (1-291)

DISPOSIZIONE CIRCUITALE DI ACCOPPIAMENTO DI UN SINTONIZZATORE PER LA RICEZIONE DELLE STAZIONI RADIO A MODULAZIONE DI FREQUENZA CON IL CIRCUITO DI UN RICEVITORE TELEVISIVO.
Fabbrica Apparecchi Radio e Televisione a Roma. (1-292)

PERFEZIONAMENTO NEI TUBI PER IMMAGINI TELEVISIVE A COLORI.
Giuffrida Joseph a Havernil Massachusetts (S.U.A.) (1-296)

DISPOSITIVO PER IL RITARDO DI FASE E PER LA REGOLAZIONE DELLA CARATTERISTICA DI FASE IN UN CANALE DI SEGNALE PER LA TRASLAZIONE DI TENSIONI DI SEGNALE, PARTICOLARMENTE PER RICEVITORI DI TELEVISIONE A COLORI.
Hazeltine Corporation a Washington. (1-296)

SCHERMO DI IMMAGAZZINAMENTO DELLE IMMAGINI PER UN TUBO DI IMMAGGAZZINAMENTO DI IMMAGINI A VISIONE DIRETTA, E PROCESSO DI FABBRICAZIONE RELATIVO.
Hughes Aircraft Company a Culver City California (S.U.A.) (1-296)

DISPOSITIVO ELETTRICO DI RIPRODUZIONE DI IMMAGINI.
La stessa. (1-296)

DISPOSITIVO INTENSIFICATORE PER LA RIPRODUZIONE DI IMMAGINI PRODOTTE DA IMPULSI D'IRRADIAZIONE.
Philips' Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (1-296)

TUBO A RAGGI CATODICI PER LA RIPRODUZIONE DI IMMAGINI DI TELEVISIONE A COLORI.
La stessa. (1-296)

CIRCUITO LIMITATORE DI DISTURBO PER RICEVITORI TELEVISIVI.
Radio Corporation of America a New York (S.U.A.) (1-296)

PERFEZIONAMENTO NEI SISTEMI DI RICEZIONE E TRASMISSIONE DI SEGNALI COMPRENDENTI UNA COMPONENTE IN CORRENTE CONTINUA, PARTICOLARMENTE PER SCOPI DI TELEVISIONE.
Zenith Radio Corporation a Chicago Illinois (S.U.A.) (1.-296)

OSCILLATORE A TRANSISTORI, CON DUE TRANSISTORI ACCOPPIATI IN CASCATA, PARTICOLARMENTE PER RADIATORI.
Svenska Aktiebolaget Gasaccumulator a Stoccolma. (1-296)

DISPOSITIVO A TASTIERA DI COMMUTAZIONE DI GAMMA PER RADIORICEVITORI.
Fabbrica Italiana Magneti Marelli S.p.A. a Milano. (2-697)

CIRCUITO OSCILLANTE A FREQUENZA ULTRA ALTA PER SISTEMI DI RADIOTELEFONIA.
Marconi's Wireless Telegraph Company a Londra. (2-697)

SISTEMA DI RADIOCOLLEGAMENTI FRA UNA STAZIONE INTERMEDIA E PIÙ STAZIONI DI UTENTE, PREFERIBILMENTE MOBILI.
Siemens & Halske A.G. a Berlino. (2-687)

STADIO FINALE AD ALTA FEDELTÀ SENZA TRASFORMATORE D'USCITA, PARTICOLARMENTE PER AMPLIFICATORI ELETTRONICI.
Ticchioni Ruggero a Milano. (2-700)

PROIETTORE ATTO ALLA PROIEZIONE VIRTUALE, INGRANDITA, LIBERAMENTE VARIABILE DELLE IMMAGINI DEI NORMALI TELEVISORI, DIRETTAMENTE NEGLI OCCHI DEGLI SPETTATORI.
Cristiani Luigi a Firenze. (2-700)

SISTEMA DI INGRANDIMENTO A SPECCHIO CONCAVO PER TELEVISIONE.
Mazzullo Luigi a Roma. (2-700)

DISPOSITIVO PER STABILIRE UN CONTATTO ELETTRICO ATTRAVERSO LA PARETE DI UN CORPO CAVO, PARTICOLARMENTE PER RICEVITORI DI TELEVISIONE.
Owens Illinois Glass Company a Toledo Ohio (S.U.A.). (2-700)

CIRCUITO ELETTRICO UTILIZZABILE IN UN RICEVITORE IN CUI UNA SERIE DI TUBI È ALIMENTATA DA UNA SORGENTE COMUNE.
Philips Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi). (2-700)

SISTEMA DI TRASMISSIONE PER SEGNALI DI TELEVISIONE.
La stessa. (2-701)

SISTEMA DI TRASMISSIONE TELEVISIVA CON BILANCIAMENTO DELLE DIFFERENZE DEI TEMPI DI TRANSITO.
Siemens & Halske Aktiengesellschaft a Berlino. (2-701)

ANTENNA PER TELEVISIONE, CON LUNGHEZZA ELETTRICA VARIABILE.
Sihn Wilhelm Jr. K.G. a Noefen (Germania). (2-701)

DISPOSITIVI ELETTROLUMINESCENTI QUALI PANNELLI PER LA PRODUZIONE DI IMMAGINI VISIVE PER MEZZO DELL'ESPLORAZIONE.
Thorn Electrical Industries Ltd. a Londra. (2-701)

ANTENNA FUNZIONANTE SIMULTANEAMENTE IN DUE BANDE DI FREQUENZE DIVERSE.
Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil a Parigi. (3-1060)

ANTENNA ROTATIVA PARTICOLARMENTE ADATTA PER IMPIANTI RADAR.
Gregorini Soc. p.a. a Roma. (3-1060)

PERFEZIONAMENTO DELLE ANTENNE DIRETTIVE.
Naamloze Venootschap Hollandse Signaalapparaten a Hengelo (Paesi Bassi) (3-1060)

TELAIO PER APPARECCHI ELETTRICI MUNITO DI CONDOTTI PER IL CONVOGLIAMENTO DI UN FLUIDO REFRIGERANTE AGLI ELEMENTI SOGGETTI A RISCALDARSI, PARTICOLARMENTE PER IL RAFFREDDAMENTO DEI TUBI ELETTRONICI, NEGLI APPARECCHI RADIO.
Edison Swan Electric Co.Ltd a Londra. (3-1060)

COMPLESSO DI APPARECCHIO RICEVENTE TELEVISIVO DIRETTO CON APPARATO OTTICO PROIETTANTE DIRETTAMENTE SU SCHERMO A DISTANZA VARIABILE ED A GRANDEZZA DI SCHERMO UGUALMENTE VARIABILE.
Danioni Aldo a Pavia. (3-1063)

PERFEZIONAMENTO NEI CIRCUITI FILTRO A T, PARTICOLARMENTE PER RICEVITORI DI TELEVISIONE A COLORI.
Electric & Musical Industries a Hayes (Gran Bretagna). (3-1063)

PROCEDIMENTO PER STABILIRE UNA CORRELAZIONE FRA PIÙ FREQUENZE, CHE STANNO FRA LORO IN UN DETERMINATO RAPPORTO, SPECIALMENTE UNA CORRELAZIONE DELLA FREQUENZA PORTANTE CROMATICA CON LA FREQUENZA DI LINEA E LA FREQUENZA DI DIFFERENZA FRA PORTANTE AUDIO E VIDEO NEI SISTEMI DI TELEVISIONE A COLORI.
Fernseh G.m.b.H. a Darmstad (Rep. Fed. di Germania). (3-1063)

SISTEMA DI ESPLORAZIONE OTTICA PER APPARECCHI PER FACSIMILE.
International Standard Electric Corporation a New York. (USA) (3-1063)

DISPOSITIVO PER METTERE IN EVIDENZA ELEMENTI DI INFORMAZIONE NELLA TELEVISIONE.
La Stessa. (3-1063)

PROCEDIMENTO ED APPARECCHIO PER FORMARE SPORGENZE SU SUPERFICI DI VETRO, PARTICOLARMENTE PER TELEVISIONE.
Owens Illinois Glass Company a Toledo, Ohio (S.U.A.). (3-1064)

SISTEMA DI TRASMISSIONE PER SEGNALI TELEVISIVI.
Philips' Gloeilampenfabriken N. V. a Eindhoven (Paesi Bassi). (3-1064)

RICEVITORE TELEVISIVO A COLORI.
Hazeltine Corporation a Washington. (3-1064)

PERFEZIONAMENTI AI RADIOGONIOMETRI DI RITORNO ALLA BASE.
Air Equipment ad Asnieres (Francia). (3-1064)

PERFEZIONAMENTI AGLI APPARECCHI INDICATORI PER RADAR.
Decca Record Company a Londra. (3-1064)

COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI PUÒ PROCURARE L'UFFICIO:
ING. A. RACHELI ING. R. BOSSI & C.
Studio Tecnico per deposito brevetti di Invenzione, Modelli, Marchi, Diritto di Autore, Ricerche, Consulenza.
Milano, via P. Verri 6, tel. 700.018-792.288

I Transistori come Elementi di Commutazione*

Vengono descritte alcune delle caratteristiche di commutazione di transistori a giunzione p-n-p, e presentati vari circuiti di commutazione che sono usati nei laboratori A.T.E. Si descrive anche il metodo con cui vengono misurate le proprietà di commutazione del transistore. Per rendere più comprensibili i circuiti di commutazione si confrontano un circuito con relè e un circuito con transistore, aventi le stesse caratteristiche.

dott. Idalgo Macchiarini

QUANDO certi tipi di transistori operano nella regione non lineare essi possono essere usati come elementi di commutazione. Per questa applicazione la connessione più largamente usata è quella con l'emettitore comune, cioè con l'emettitore a massa.

Un transistore è essenzialmente un elemento amplificatore di corrente e, nella connessione con emettitore comune, ha un guadagno in c.c. che va da 10 a 50.

In questo articolo si tratta di transistori nella connessione con emettitore a terra.

Agli effetti della commutazione un transistore ha due stati: ON e OFF. Lo stato ON, o conduttore, può essere definito come quello in cui il transistore è nella regione di saturazione di corrente. Ciò significa che ogni aumento della corrente di ingresso ha un effetto piccolo, o addirittura nullo, sulla corrente di uscita.

In questo stato fluisce una forte corrente di collettore (I_c), e il transistore ha una impedenza di uscita molto piccola, dell'ordine di 6 Ω. Questa impedenza molto piccola fa sì che la tensione fra collettore ed emettitore (V_c) sia solo una piccola frazione di un volt.

Quando il transistore è nello stato OFF, si dice che esso è in saturazione di tensione, ed ha una impedenza di uscita alta, dell'ordine di 1 M Ω. In questo stato nel collettore del transistore fluisce una corrente piccolissima (corrente di perdita $I_{c'o}$) e V_c è circa uguale alla tensione di alimentazione. V_c non può mai essere esattamente eguale alla tensione di alimentazione poichè vi è la corrente $I_{c'o}$ che fluisce nel carico.

Fig 1. - Transistore *p-n-p* nella connessione con emettitore a terra.

Fig. 2 - Diagrammi tipici di I_c e V_c in funzione di I_b

1. - FUNZIONAMENTO DEI TRANSISTORI CON EMETTITORE COMUNE.

La fig. 1 mostra un transistore del tipo *p-n-p*, con emettitore comune. Quando il circuito di ingresso è aperto la corrente di base (I_b) è zero, e il transistore è nello stato OFF. L'unica corrente che fluisce nel collettore è la piccola corrente di perdita $I_{c'o}$ dell'ordine di 150 μA. Per ridurre ulteriormente $I_{c'o}$, e quindi aumentare V_c; il circuito di ingresso può essere cortocircuitato, oppure la base polarizzata con un potenziale positivo.

Per questa seconda alternativa occorre avere a disposizione anche una alimentazione positiva. Per commutare il transistore nello stato ON occorre una corrente di base negativa. Il valore di I_b deve essere sufficientemente grande in modo che la corrente del collettore saturi il transistore e la tensione V_c sia più piccola possibile. Nel caso reale però V_c non può mai essere zero a causa della impedenza di uscita che, anche nello stato ON non è mai nulla. Ciò nonostante, quando il transistore è commutato nello stato ON, si dice che l'uscita è al potenziale di terra.

Perchè un transistore sia adatto alla commutazione bisogna che egli possegga due caratteristiche di grande importanza per questo campo di applicazione:

1) La tensione V_c deve essere estremamente piccola quando il transistore si trova nello stato ON.
2) Il fattore di amplificazione statico $\bar{\alpha}'$ (da non confondersi con quello dinamico α'), nella configurazione con emettitore a terra, deve essere il più alto possibile.

Solo raramente si riscontrano entrambe queste caratteristiche nei transistori attualmente disponibili.

I transistori che provengono dalle case costruttrici vengono provati in laboratorio per determinare il fattore di amplificazione $\bar{\alpha}'$, in corrispondenza di un dato valore di V_c, e per determinare V_c per un $\bar{\alpha}'$ di 10. Di queste prove verrà detto più avanti.

Con riferimento alla fig. 2, si vede che il transistore è in saturazione di corrente, cioè si trova nello stato ON, quando la curva di I_c raggiunge un valore minimo più o meno grande. Nell'esempio di fig. 2 si ha che I_b = 200 μA quando I_c = 6 μA e V_c = 0,1 V. Perciò $\alpha' = I_c/I_b = 30$.

Tuttavia con un altro transistore si può trovare che occorre una corrente I_b di 500 μA per avere I_c = 6 μA, in questo caso quindi il valore di $\bar{\alpha}'$ è di appena 12.

È possibilissimo avere variazioni così grandi del valore di $\bar{\alpha}'$ fra i transistori di una stessa partita.

Per rendere possibile la sostituzione dei transistori in un circuito, cioè per ottenere la necessaria riproducibilità, bisogna che il circuito sia progettato in modo da tener conto delle peggiori condizioni che si possono verificare. Se si prende come criterio di confronto α', allora tutti i circuiti devono essere progettati in modo che tutti i transistori di uno stesso tipo, messi nel circuito, funzionino in modo analogo, indipendentemente dal valore di α'.

(1) MUNDY, R. C. N., Transistors as Switching Devices *ATE Journal*, July 1956, 12, 3.

rassegna della stampa

Fig. 3 - Dispositivo di prova per determinare le caratteristiche di commutazione dei transistori *p-n-p*.

Tabella 1. Valori tipici di $\bar{\alpha}'$ e $I_{c'o}$, ottenuti da un gruppo di 5 transistori simili.

	R_L = 500 Ω			R_L = 1 kΩ			R_L = 10 kΩ			$I_{c'o}$
N°	I_c (mA)	I_b (µA)	$\bar{\alpha}'$	I_c (mA)	I_b (µA)	$\bar{\alpha}'$	I_c (mA)	I_b (µA)	α'	(µA)
1	12	560	21	6	240	25	0,6	21	28	140
2	12	800	15	6	360	17	0,6	36	17	155
3	12	510	24	6	225	27	0,6	23	26	150
4	12	880	14	6	360	17	0,6	31	19	105
5	12	550	22	6	260	23	0,6	29	21	80

Tabella 2. Valori tipici di V_{c-e} per $\bar{\alpha}'$ = 10.

Tipo di transistore	Numero di elementi provati	Media di V_c (V) per $\bar{\alpha}'$ = 10
Tipo A (Hivac XFT2)	50	0,03
Tipo B	5	0,05
Tipo C	3	0,06
Tipo D	6	0,07
Tipo E	5	0,08
Tipo F	10	0,21

È stato perciò deciso che gli attuali circuiti di commutazione siano progettati in modo da utilizzare transistori che hanno un α' di 10. Questo limita naturalmente la frequenza di funzionamento.

Di questa limitazione di frequenza e del modo in cui si può, parzialmente se non interamente, ovviare sarà detto più tardi.

Nella fig. 2 si vede che le curve di I_c e V_c raggiungano il massimo e il minimo, rispettivamente, popo la saturazione, in effetti però I_c aumenta e V_c decresce ancora, sia pur molto lentamente, dopo la saturazione, all'aumentare di I_b; poichè queste variazioni sono molto piccole si possono trascurare.

2. - MISURA DELLE CARATTERISTICHE DI COMMUTAZIONE DEI TRANSISTORI.

Dal circuito di fig. 3 si può vedere che il dispositivo di prova è composto di 5 commutatori: KAA e KAB per controllare il valore della resistenza di carico, KB per commutare il transistore dallo stato ON allo stato OFF, KC per il controllo di $I_{c'o}$ e KD per commutare dal volmetro a indicazione grossolana V_2 al voltmetro a indicazione fine V_1. Il dispositivo permette di caricare il transistore con tre differenti valori di resistenza 500 Ω, 1 kΩ e 10 kΩ.

Con KAA e KAB nella posizione normale vi è sul collettore una resistenza da 1 kΩ; quando KAA è commutato e KAB nella posizione normale il carico è di 500 Ω, e quando KAB è commutato e KAA in posizione normale il carico è 10 kΩ.

La misura deve determinare:
1) il valore di $\bar{\alpha}'$.
2) il valore di V_c per $\bar{\alpha}'$ = 10.
3) il valore di $I_{c'o}$.

Occorrerebbe definire il punto in cui il transistore è nella regione di saturazione di corrente, ma poichè è molto difficile definire tale punto in termini di corrente, è stato deciso di misurare $\bar{\alpha}'$ quando V_c = 0,1 V.

Il transistore che deve essere misurato viene messo nei tre morsetti di prova, e si manovra KB per connettere l'alimentazione del circuito. KAA è messo nella posizione corrispondente ad un carico di 500 Ω.

La corrente di base è aumentata o diminuita, mediante la resistenza variabile da 50 kΩ R_2, fino a che V_c è approssimativamente 0,1 V misurato col voltmetro ad indicazione grossolana V_2. Si commuta ora KD e si legge V_c sul volmetro ad indicazione fine V_1, si regola quindi ulteriormente I_b fino a che V_c non sia esattamente 0,1 V. Si legge allora I_b con lo strumento A3 e I_c (corrente del collettore) con lo strumento A2.

In base a questi risultati si calcola $\bar{\alpha}'$ per quel carico. Si eseguono con lo stesso metodo le prove con 1 kΩ e 10 kΩ di carico. Per misurare $I_{c'o}$ si manovrano i commutatori KB e AC e si legge la corrente nello strumento A1.

Nella tabella 1 sono riportati vari risultati di tali misure.

Come si vede i valori di $\bar{\alpha}'$ e $I_{c'0}$ possono variare notevolmente. È da tenere presente che $I_{c'0}$ varia con la temperatura; i risultati della tabella 1 sono stati ottenuti con una temperatura ambiente di 23 °C.

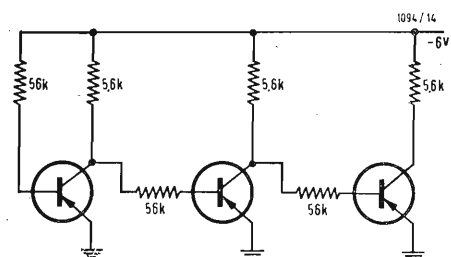



Fig. 4 - Connessione in serie di tre transistori con valori tipici di resistenze e alimentazione.

3. - VARIAZIONI DI V_c CON DIFFERENTI TIPI DI TRANSISTORI NELLO STATO ON.

Una ulteriore prova da effettuarsi sui transistori è di misurare la tensione V_c quando il transistore è nello stato ON e lavora con un $\bar{\alpha}'$ di 10. Nei circuiti di commutazione accoppiati direttamente è della più grande importanza che V_c sia più bassa possibile nello stato ON. Il valore della tensione V_c varia per i differenti tipi di transistori. Tali variazioni sono mostrate nella tabella 2. I numeri qui riportati sono i risultati di prove di laboratorio. Si può vedere che il transistor Hivac XFT2 sembra essere più conveniente degli altri tipi per scopi di commutazione.

Deve essere messo in evidenza che tutti i transistori che sono riportati nella tabella 2 non sono stati costruiti per applicazioni di commutazione, ma sono stati costruiti per amplificazione in bassa frequenza.

4. - CIRCUITI DI COMMUTAZIONE ACCOPPIATI DIRETTAMENTE.

Quando dei transistori sono connessi direttamente in serie, come si vede nella fig. 4, la tensione V_c di un transistore nello stato ON è abbastanza piccola da portare il successivo transistore nello stato OFF (questo chiarisce perchè la tensione V_c di un transistore che si trova nello stato ON deve essere la più piccola possibile) e viceversa la V_c di un transistore nello stato OFF è sufficiente per portare il transistore successivo nello stato ON.

La figura 5 a mostra tre transistori Tr 1, Tr 2, e Tr 3, connessi in serie, con l'ingresso del primo transistore controllato da un contatto X1. Quando X1 è aperto Tr 1 è OFF e l'uscita è negativa. Questa uscita è connessa all'ingresso del Tr 2. Il transistore Tr 2 è perciò nello stato ON e l'uscita è al potenziale di terra. L'uscita del Tr 2 è connessa con l'ingresso del Tr 3; che è nello stato OFF e la cui uscita e negativa.

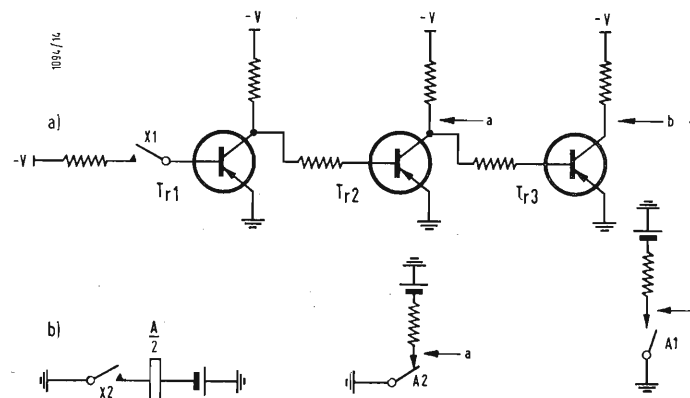
Se ora viene chiuso il contatto X1, all'ingresso del Tr 1 viene applicata una tensione negativa e tutti i transistori vengono commutati. Il Tr 1 è portato nello stato ON, il Tr 2 nello OFF, il Tr 3 nello ON.

La fig. 5 b mostra un circuito costituito da un relè A, controllato da un contatto X2. Questo relè ha un contatto di apertura e un contatto di chiusura, che possono esplicare delle funzioni simili al circuito con transistori della fig. 5 a. Il relè A ed i contatti A_2 e A_1 si possono equiparare rispettivamente ai transistori Tr 1, Tr 2 e Tr 3.

Consideriamo i seguenti due modi di funzionamento:

Circuiti con transistori		
	X1 aperto	X1 chiuso
Tr_1	OFF	ON
Tr_2	ON	OFF
Tr_3	OFF	ON

Circuito con relé		
	X2 aperto	X2 chiuso
Relè A	In riposo	In lavoro
Contatto A_2	Chiuso	Aperto
Contatto A_1	Aperto	Chiuso

Quando il relè non funziona il contatto A_2 è chiuso e il punto a è a terra, il contatto A_1 è aperto e il punto b è negativo. Nel circuito a transistori il transistore Tr 1 è OFF (relè non funzionante), il Tr 2 è ON e la sua uscita al potenziale di terra (A_2 chiuso e il punto a al potenziale di terra), il Tr 3 è OFF e la sua uscita negativa A1 aperto e il punto b è negativo).

Quando X2 è chiuso il relè A funziona e le condizioni di entrambi i contatti del relè si invertono; il punto a del contatto A_2 diviene negativo e il punto b del contatto A_1 è al potenziale di terra. Analogamente nel circuito a transistori, quando il contatto X1 è chiuso il Tr 1 diventa ON (relè in funzione), il Tr 2 diventa OFF e la sua uscita negativa (A_2 aperto e punto a negativo), il Tr 3 diventa ON e la sua uscita è al potenziale di terra (A_1 chiuso e il punto b è al potenziale di terra). L'analogia fra circuito con transistori e circuito con relé diventa così molto evidente.

La fig. 6 mostra un circuito a transistori del tipo a « cascode » in cui il collettore di un transistore è direttamente connesso con l'emettitore di quello successivo. L'uscita è presa dal collettore dell'ultimo transistore. Se tutte le entrate sono al potenziale di terra l'uscita è negativa, a causa della alta resistenza in serie dall'emettitore del Tr 1 al collettore dell'ultimo transistore. Se tutte le entrate sono ora portate ad un potenziale negativo, il cammino dall'emettitore del Tr 1 al collettore del Tr N, diventa a bassa resistenza e l'uscita viene a trovarsi al potenziale di terra. Se uno qualsiasi dei transistori della catena è portato nello stato OFF, anche se tutti gli altri sono nello stato ON, l'uscita è a potenziale negativo, a causa dell'alta resistenza che viene a disporsi in serie alla catena, e che precedentemente era una resistenza di basso valore.

In dipendenza delle condizioni esterne del circuito l'uscita può essere a potenziale di terra o a potenziale negativo, in conseguenza di ciò un circuito di tale tipo si dice un « gate » rispettivamente del tipo « and » o « or ».

Vi è un limite al numero di transistori che possono essere connessi in un circuito del tipo « cascode » sopratutto quando l'uscita deve pilotare un altro transistore. Supponendo che la caduta di tensione fra collettore ed emettitore di ciascun transistore, quando si trova nello stato ON sia di 0,03 V, allora con due transistori connessi in « cascode » la tensione di uscita, quando entrambi sono nello stato ON, è di 0,06 V. Naturalmente questa tensione aumenta, con passi di 0,03 V, per ogni transistore che viene aggiunto alla catena. Quindi se vi sono dieci transistori connessi in « cascode » l'uscita, quando tutti i transistori sono nello stato ON è 10 × 0,03 = 0,3 V. È possibilissimo che questa tensione mantenga il transistore successivo nello stato ON, invece di portarlo nello stato OFF.

Fig. 5 - Confronto fra un circuito di commutazione a transistori (a) e uno a relè (b).

Fig. 6 - Transistori connessi a « cascode ».

Fig. 7 - Circuito « gate ».

Un altro circuito « gate », che può essere del tipo « and » o « or », è quello che si vede in fig. 7.

Esso consiste di un certo numero di transistori che sono connessi in modo da avere una uscita comune (e quindi un carico comune) ma ingressi separati. A seconda delle condizioni esterne del circuito il « gate » può essere portato nella condizione « and » o in quella « or ».

Se occorre un circuito « gate » del tipo « or » bisogna che tutte le entrate siano normalmente al potenziale di terra; in tale condizione quindi l'uscita è negativa. Se una delle entrate viene resa negativa, anche se tutte le altre entrate rimangono al potenziale di terra, l'uscita viene portata al potenziale di terra. In un circuito « gate » del tipo « and » tutte le uscite sono ad un potenziale negativo; in tale condizione quindi l'uscita è al potenziale di terra. Per portare l'uscita ad un potenziale negativo bisogna che tutte le entrate siano portate al potenziale di terra.

La fig. 8 a mostra un circuito del tipo « cascode » con due transistori; l'uscita è presa dal punto medio collettore-emettitore e non dal collettore. Qualora occorresse una ulteriore uscita essa può essere presa dal collettore del Tr 1 nel modo usuale. Il circuito è un « gate » del tipo « and » con due terminali di ingresso a e b, ai capi dei quali possono essere applicate quattro differenti condizioni. Una sola di queste quattro condizioni produce un cambiamento nell'uscita.

Riferiamoci ora alla tabella di fig. 8 b che riporta le condizioni di uscita per differenti condizioni di entrata:

1) Quando ai terminali a e b dei due transistori viene applicata una tensione negativa, entrambi i transistori sono nello stato ON e l'uscita è al potenziale di terra, come ci si poteva aspettare.

2) Quando il terminale a è negativo e b è al potenziale di terra, il transistore Tr 1 è nello stato ON e Tr 2 in quello OFF. L'uscita, come si poteva prevedere, è negativa.

3) Se il terminale a è al potenziale di terra e quello b è negativo, il transistore Tr 1 è nello stato OFF, fra collettore ed emettitore vi è una alta resistenza, che viene ad essere forte del carico del collettore del Tr 2, che si trova nello stato ON. L'uscita è quindi praticamente al potenziale di terra.

4) In questo caso si ha un risultato inaspettato. Quando si portano entrambi i terminali di ingresso a e b al potenziale di terra, entrambi i transistori sono nello stato OFF, e ci si aspetterebbe che l'uscita fosse negativa, ma non è così. I due transistori ci comportano come due alte resistenze in serie, e il circuito si comporta come un partitore di tensione. Tuttavia il transistore Tr 1 viene portato in un punto di funzionamento in cui la resistenza fra collettore ed emettitore è più alta di quella del Tr 2, perchè l'emettitore del Tr 1 è leggermente negativo a causa della corrente $I_{c'0}$ che vi fluisce. In conseguenza di ciò le resistenze collettore-emettitore del Tr 1 e dal Tr 2 stanno nel rapporto di circa 130 : 1.

	condizioni in "a"	condizioni in "b"	uscita	stato
1	-V	-V	0,052 V	ON
2	-V	terra	11,2 V	OFF
3	terra	-V	0,009 V	ON
4	terra	terra	0,055 V	ON

b)

Fig. 8 - Circuito « gate » (a) e sue condizioni di funzionamento (b).

Con i valori di resistenze e della alimentazione mostrati in fig. 8 a, le resistenze collettore-emettitore dei transistori sono: 900 kΩ per il Tr 1 e 7 kΩ per il Tr 2.

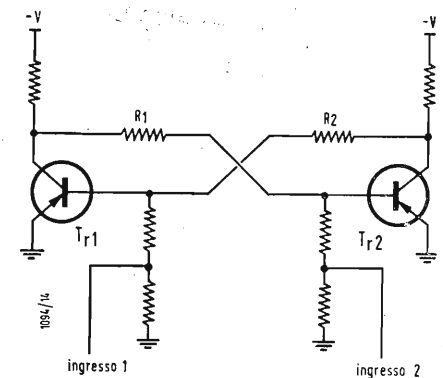



Fig. 9 - Circuito bistabile a transistori del tipo Eccles-Jordan.

Cosicchè per effetto di questo partitore di tensione l'uscita è nuovamente ad un potenziale molto prossimo a quello di terra.

In tutti i circuiti che sono stati descritti fino ad ora le condizioni dell'uscita dipendono dalle condizioni dell'entrata. Però può essere opportuno portare, mediante un impulso, il transistore nello stato ON od OFF, e fare in modo che esso rimanga in tale stato, anche quando l'impulso di ingresso non ci sia più.

In fig. 9 vi è un circuito bistabile a due transistori, del tipo Eccles-Jordan. Supponiamo che inizialmente Tr 1 sia OFF e Tr 2 ON. Un impulso negativo applicato all'ingresso 1 fa scattare il transistore Tr 1 nello stato ON, conduttore, e l'uscita va a potenziale di terra. Questa uscita è direttamente collegata, tramite R_1, alla base del Tr 2, cosicchè quando il Tr 1 viene commutato nello stato ON, il Tr 2 passa nello stato OFF e l'uscita del Tr 2 è negativa. La uscita del Tr 2 è connessa, tramite la resistenza R_2, con la base del Tr 1. Anche se l'impulso negativo all'ingresso 1 non c'è più, il negativo del collettore Tr 2 mantiene il Tr 1 nello stato ON. Ogni ulteriore impulso negativo all'ingresso 1 non ha alcun effetto sulle condizioni stabilite dal primo impulso.

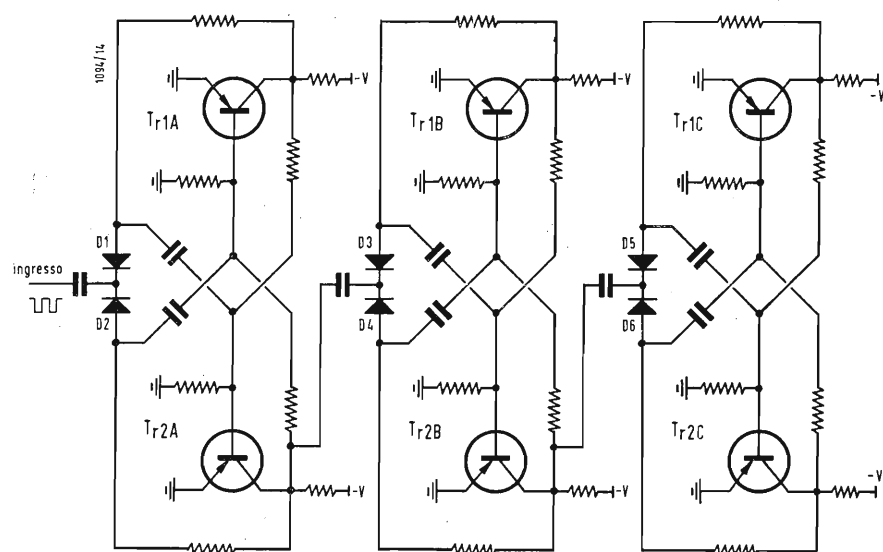



Fig. 10 - Contatore binario transistorizzato a bassa frequenza.

Tabella 3. Condizioni alla uscita di un contatore binario a tre stadi transistorizzato del tipo mostrato in fig. 10.

Conteggio	Uscita del Tr 1 A	Uscita del Tr 2 A	Uscita del Tr 1 B	Uscita del Tr 2 B	Uscita del Tr 1 C	Uscita del Tr 2 C
Zero	Terra	— V	Terra	— V	Terra	— V
1	— V	Terra	Terra	— V	Terra	— V
2	Terra	— V	— V	Terra	Terra	— V
3	— V	Terra	— V	Terra	Terra	— V
4	Terra	— V	Terra	— V	— V	Terra
5	— V	Terra	Terra	— V	— V	Terra
6	Terra	— V	— V	Terra	— V	Terra
7	— V	Terra	— V	Terra	— V	Terra

Per far si che le condizioni del circuito tornino ad essere quelle esistenti prima che il primo impulso fosse applicato all'ingresso del Tr 1, occorre applicare un impulso negativo all'ingresso 2. Questo impulso porta il Tr 2 nella condizione ON e, come conseguenza di ciò, il Tr 1 viene portato nello stato OFF. Il potenziale negativo del collettore del Tr 1 mantiene il Tr 2 nello stato ON, anche quando l'impulso negativo all'ingresso non vi è più.

Questo tipo di circuito può essere applicato come contatore binario. Nella fig. 10 è mostrato un circuito contatore binario a tre stadi, a bassa frequenza. Tale circuito ha otto posizioni di conteggio. Assumendo che tutti i Tr 1 siano nello stato ON e tutti i Tr 2 nello stato OFF, allora il collettore del Tr 1A è a terra e il diodo D1 è polarizzato in modo da condurre un impulso negativo che sia applicato all'ingresso. Il Tr 2A è nello stato OFF, e il negativo sul suo collettore fa si che il diodo D2 sia polarizzato in inversa.

Il primo impulso negativo ricevuto viene condotto tramite il diodo D1 sulla base del Tr 2A, il quale viene così portato nello stato ON; in conseguenza di ciò il Tr 1 A è portato nello stato OFF. In questo modo si ha un conteggio binario di 1, che sarà registrato nel contatore. Se viene applicato all'ingresso un secondo impulso, esso arriva, tramite il diodo D2 (ora polarizzato in modo da condurre) alla base del Tr 1 A, e porta questo transistore nello stato ON. Come conseguenza di ciò il Tr 2 A va nello stato OFF, e quindi il suo collettore passa dal potenziale di terra ad un potenziale negativo, questo impulso negativo viene condotto, tramite il diodo D3 a commutare il Tr 2 B nello stato ON e il Tr 1 B nello stato OFF. In questo modo viene registrato il 2. Quando viene applicato all'ingresso un terzo impulso, i due transistori del primo stadio cambiano nuovamente il loro stato, mentre quelli del secondo stadio rimangono nelle stesse condizioni del conteggio del 2. Quando un ulteriore quarto impulso viene applicato all'ingresso, tutti e tre gli stadi cambiano le loro condizioni. Nella tabella 3 sono riportate le condizioni all'uscita di ciascun transistore per tutti i conteggi fino al 7. L'ottava condizione di conteggio viene usata per riportare il dispositivo alle condizioni normali, cioè per indicare il conteggio dello zero.

5. - LIMITI DI FREQUENZA DEI TRANSISTORI A GIUNZIONE.

Purtroppo vi è un limite superiore alla frequenza (numero di volte al secondo) alla quale il transistore può essere saturato in modo opportuno.

Nel campo della commutazione vi sono quattro fattori che determinano tale frequenza, essi sono: il ritardo iniziale, il tempo di salita, il tempo di ripristino (o memoria) e il tempo di caduta della forma d'onda all'uscita, presa come riferimento la forma d'onda dell'impulso all'ingresso. Questi fattori possono essere meglio definiti facendo riferimento alla figura 11, in cui sono rappresentate la forma d'onda dell'impulso all'ingresso e la forma d'onda dello impulso all'uscita di un transistore.

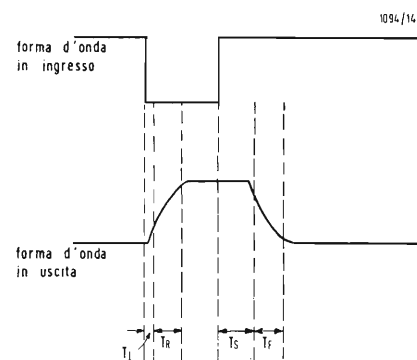



Fig. 11 - Confronto fra le forme d'onda in ingresso e in uscita.

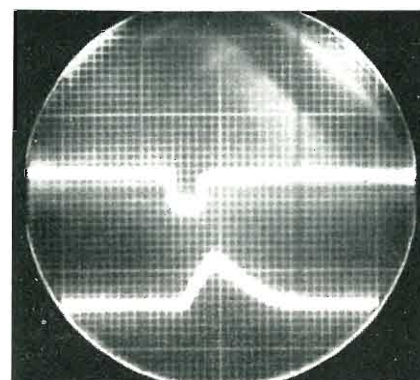
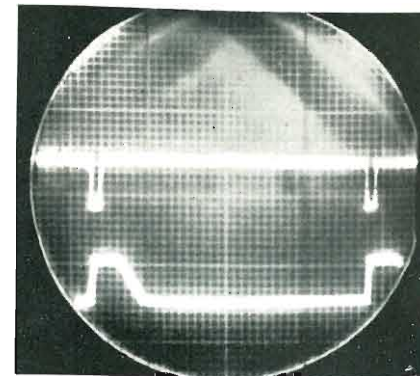



Fig. 12 - Confronto fra le forme d'onda in ingresso e in uscita per differenti gradi di saturazione di un transistore a giunzione.

Si definisce:

Ritardo iniziale (T_I) —
: Intervallo di tempo che intercorre fra l'istante d'inizio dell'impulso in ingresso e l'istante in cui l'impulso di uscita raggiunge il 10% dell'ampiezza massima finale.

Tempo di salita (T_R) —
: Intervallo di tempo nel quale l'impulso di uscita passa dal 10 al 90% dell'ampiezza massima.

Tempo di ripristino (T_S) — (storage time)
: Intervallo di tempo che intercorre fra l'istante di fine dell'impulso di di ingresso e l'istante in cui l'impulso di uscita è caduto al 90% dell'ampiezza massima.

Tempo di caduta (T_F) —
: Intervallo di tempo in cui l'impulso di uscita passa dal 90% al 10% dell'ampiezza massima.

Si può dire che tanto più forte è la saturazione del transistore tanto più lungo diventa il tempo di ripristino, ma d'altra parte corrispondentemente diminuisce il tempo di salita. Il ritardo iniziale dipende solo dal tipo di transistore. Facendo riferimento agli oscillogrammi di fig. 12 si può vedere varie forme del segnale di uscita a seconda del grado di saturazione.

In fig. 12 a il transistore è appena saturato e lavora con il massimo α'. In fig. 12 b il transistore è fortemente saturato, il tempo di salita è molto corto ma il tempo di ripristino e il tempo di caduta sono più lunghi. Nella fig. 12 c l'ampiezza dell'impulso di ingresso è insufficiente per saturare il transistore, il tempo di salita e il tempo di caduta sono piuttosto lunghi e non vi è tempo di ripristino. La fig. 12 d mostra l'uscita di un transistore fortemente saturato. Il tempo di ripristino e di caduta sono così lunghi che gli impulsi di uscita si confondono gli uni con gli altri e praticamente il transistore è incapace di portarsi nello stato OFF.

I tempi di ripristino e di caduta sono dovuti al fenomeno che viene detto « concentrazione di lacune ». Le lacune sono la minoranza dei portatori di carica in un transistore che abbia la base di materiale *n*, e quando il transistore è commutato nello stato ON queste lacune sono emesse dall'emettitore. Esse si diffondono nella regione di base e vengono attratte dal collettore. A causa della diffusione delle lacune nella regione di base si ha che una concentrazione di tali lacune permane nella base quando l'ingresso ritorna al potenziale di terra.

Da tale istante (ingresso portato al potenziale di terra) deve trascorrere un certo intervallo di tempo (tempo di ripristino e di caduta) prima che tutte le lacune lascino libera la regione di base. Corrispondentemente occore un certo intervallo di tempo, dall'istante in cui viene applicato un segnale di ingresso, prima che le cavità diffondano, attraversa la regione di base, dall'emettitore al collettore.

Tale intervallo di tempo è il ritardo iniziale. Il tempo invece che intercorre fra l'istante in cui la prima lacuna raggiunge il collettore, e l'istante in cui si ha il massimo flusso di lacune è il tempo di salita.

Si può capire adesso perchè vi sia un limite superiore alla frequenza di funzionamento ed anche che, per ottenere un massimo di tale frequenza, il transistore deve lavorare con il suo α' massimo.

I circuiti progettati in base a criteri di riproducibilità funzionano a bassa frequenza, mentre i circuiti progettati per una alta frequenza di funzionamento non possono offrire il vantaggio della riproducibilità.

In fig. 13 è rappresentato un circuito adatto a ridurre i tempi di ripristino e di caduta. Tale circuito è analogo a quelli che già abbiamo considerato solo che la base è mantenuta ad un potenziale positivo. Quando l'impulso di ingresso viene a mancare, la base diventa positiva e questa ha l'effetto di accelerare notevolmente l'eliminazione della concentrazione delle lacune dalla regione di base. Naturalmente in questo modo il tempo di ripristino e il tempo di caduta sono notevolmente ridotti, il che significa che il transistore può essere portato in

(il testo segue a pag. 380)

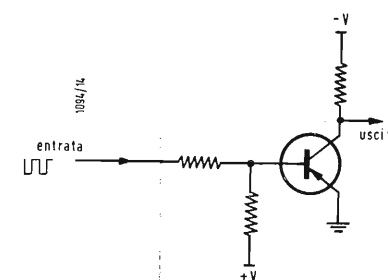



Fig. 13 - Metodo per ridurre il tempo di ripristino e di caduta.

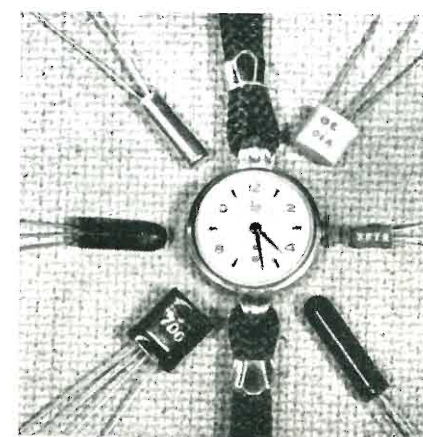



Fig. 14 - Sei tipi di transistori a giunzione attualmente in commercio, a dimensioni naturali. In ordine secondo il senso orario: Pye V1030, Hivac XFT2, Mullard OC72, Texas Instruments tetrode tipo 700, Mullard OC70, STC TS1.

Il Filtro di Banda nel Trasmettitore Dilettantistico

Il sistema di calcolo di un filtro di banda ad accordo semifisso qui di seguito riportato può trovare applicazione anche in altri casi, come ad esempio i generatori di misura e i preamplificatori d'antenna.

IN GENERALE i diversi stadi di un trasmettitore dilettantistico sono accoppiati a mezzo di circuiti risonanti, la cui sintonia va corretta ogni volta che la frequenza di emissione è variata.

È quindi interessante per il radioamatore la ricerca di un sistema di accoppiamento che renda inutile la sin-

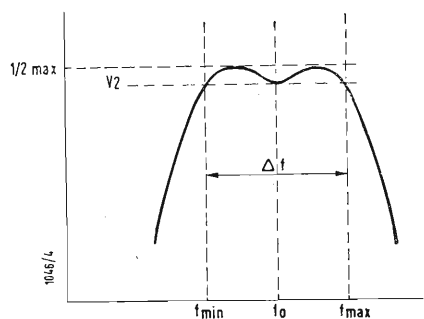



Fig. 1 - Caratteristica di trasferimento del filtro passa-banda considerato.

tonizzazione qualora si vari la frequenza di emissione entro la banda di lavoro.

Un filtro di banda risolve agevolmente il problema, ed è più economico di un circuito risonante, il cui prezzo dipende in massima parte dal condensatore variabile.

Per molti dilettanti il dimensionamento di un tale filtro può apparire oscuro, mentre è invece della massima facilità risolvere le espressioni matematiche che ne esprimono le caratteristiche. Qualunque dubbio sarà dissipato dall'esempio pratico che seguirà in appendice.

La fig. 1 e 2 riportano le caratteristiche schematiche del semplice filtro che sarà l'oggetto del nostro articolo: abbiamo proposto l'accoppiamento capacitivo, per le seguenti ragioni:

1) maggior semplificazione del circuito quando sia necessario bloccare una componente continua;

2) facilità di variare il grado di accoppiamento a mezzo di C_k, senza variare troppo i limiti di banda.

La larghezza di banda relativa è esprimibile a mezzo della relazione seguente:

$$b = d\sqrt{\left(\frac{k}{d}\right)^2 - 1 + \frac{k}{d} \cdot 2\sqrt{\left(\frac{V_{2\,MAX}}{V_2}\right)^2 - 1}}$$

in cui $b = \dfrac{\Delta f}{f_0}$ = larghezza di banda relativa

$d = \dfrac{1}{Q}$ = fattore di merito delle bobine L_1 e L_2

k = coefficiente di accoppiamento

Le grandezze b, d, k sono espresse in valore percentuale.

Le altre grandezze, da esprimere in unità appartenenti ad uno stesso sistema di misura, sono illustrate in fig. 1.

Risolvendo la relazione più sopra scritta rispetto a k, si ottiene, con semplici passaggi algebrici:

$$k = -d\sqrt{\left(\frac{V_{2\,MAX}}{V_2}\right)^2 - 1} \pm \sqrt{d^2\left[\left(\frac{V_{2\,MAX}}{V_2}\right)^2 - 1\right] + b^2 + d^2}$$

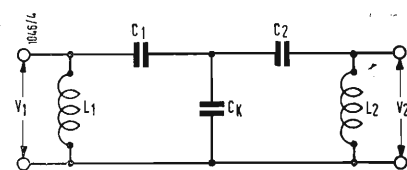



Fig. 2 - Schema di principio del filtro passa-banda considerato.

D'altra parte, per definizione del fattore di accoppiamento, possiamo anche scrivere

$$k = \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}{C_k}$$

con riferimento ai simboli di fig. 2.

Se decidiamo di fare $C_1 = C_2 = C$, l'espressione del coefficiente di accoppiamento diventa:

$$k = \frac{C}{C_k}$$

e quindi

$$C_k = \frac{C}{k}$$

Inoltre la capacità totale di accordo, vista da ciascuna bobina, vale:

$$C_T = \frac{C \cdot C_k}{C + C_k}$$

Se decidiamo di scegliere $L_1 = L_2 = L$, nota la frequenza media della banda, il valore di ciascuna bobina è determinato dalla formula:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C_T} = \frac{1}{39{,}4 \cdot f_0^2 \cdot C_T}$$

Il numero delle spire può venire facilmente calcolato con la formula degli avvolgimenti cilindrici ad uno strato, o meglio, facendo uso di un supporto con nucleo di ferrite e conoscendone la costante (data dal costruttore) con la formula:

$$n = a\sqrt{L[\mu H]}$$

in cui n è il numero delle spire ed a la costante del rapporto, che vale circa 5 per i normali supporti di gruppi ad alta frequenza.

A questo punto si fissa un valore conveniente che si vorrà dare a C, e sulla base di questo valore si calcola e si costruisce una bobina L, che accoppiata a C abbia una frequenza di risonanza prossima ad f_0.

Si realizza quindi il circuito di fig. 3, con l'aiuto di un generatore ad alta frequenza la cui uscita è accoppiata lascamente alla bobina, ed un voltmetro a valvola.

Si regola la frequenza del generatore per la massima deviazione del voltmetro a valvola. Quindi si varia la frequenza in più ed in meno fino ad avere una lettura sul voltmetro a valvola che sia pari al massimo diviso per $\sqrt{2}$.

Un esempio illustrerà meglio il procedimento. Con una certa frequenza f_M si abbia la lettura massima V_M = = 20 V. Si varia quindi la frequenza del generatore in più ed in meno fino ad avere sul voltmetro una lettura di:

$$V = \frac{20}{\sqrt{2}} = \frac{20}{1{,}41} = 14{,}2 \text{ V}$$

Le frequenze a cui si ottengono tali letture siano f_1 ed f_2. Il fattore di merito della bobina è quindi calcolabile dalla formula:

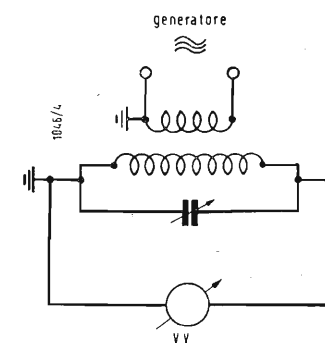



Fig. 3 - Misura del fattore di merito Q.

$$Q = \frac{f_M}{f_1 - f_2}$$

Con questo procedimento si è misurato il fattore di merito da inserire nella formula per determinare il coefficiente di accoppiamento e quindi il condensatore C_k.

Esempio di calcolo.

Si voglia costruire un filtro di banda per la gamma dilettantistica dei 40 m. La larghezza di banda del filtro deve quindi estendersi per almeno 200 kHz, e la frequenza centrale deve essere all'incirca 7,1 MHz.

La larghezza di banda relativa è quindi:

$$b = \frac{0{,}200}{7{,}1} \cdot 100 \simeq 2{,}82\ \%$$

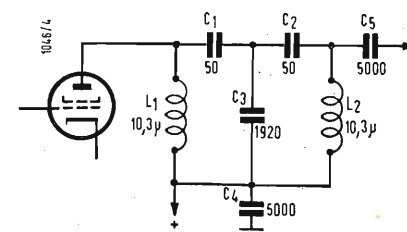



Fig. 4 - Filtro di banda per 40 m. Frequenza centrale f_0 = 7,1 MHz.

Realizzata una bobina, la misura del fattore di merito dava per risultato:

$$Q = 58$$

Quindi: $$d = \frac{1}{Q} \cdot 100 \simeq 1{,}725\ \%$$

Si ammetta quindi che il filtro possa avere al massimo il 10% di differenza fra i valori massimo e minimo della tensione di uscita entro la banda prevista. Sia cioè:

$$\frac{V_{2\,MAX}}{V_2} = 1{,}1$$

Ora è possibile calcolare il coefficiente di accoppiamento, mediante la formula più sopra indicata:

$$\left(\frac{V_{2\,MAX}}{V_2}\right)^2 - 1 = (1{,}1)^2 - 1 = 0{,}21$$

$$\sqrt{\left(\frac{V_{2\,MAX}}{V_2}\right)^2 - 1} = \sqrt{0{,}21} = 0{,}458$$

$$d^2 = (1{,}725)^2 = 2{,}98$$
$$b^2 = (2{,}82)^2 = 7{,}96$$

$$d^2 \cdot \left[\left(\frac{V_{2\,MAX}}{V_2}\right)^2 - 1\right] = 0{,}625 \cdot$$

E infine:

$$k = +\ 2{,}6\% = 0{,}026$$

Supponendo di aver scelto:

$$C_1 = C_2 = C = 50 \text{ pF}$$

otteniamo ora:

$$C_k = \frac{50}{0{,}026} = 1.920 \text{ pF}$$

Siamo ora in grado di calcolare in seconda approssimazione le due induttanze (il primo calcolo era solo servito a misurare il fattore di merito).

La capacità totale di accordo di una bobina risulta:

$$C_T = \frac{50 \cdot 1920}{1970} = 48{,}7 \text{ pF}$$

e quindi:

$$L = \frac{1}{39{,}4 \cdot (7{,}1)^2 \cdot 10^{12} \cdot 48{,}7 \cdot 10^{-12}} = 10{,}3\ \mu\text{H}$$

Il numero delle spire, ammettendo di impiegare un supporto con costante a = 5,1, risulta di:

$$n = 5{,}1\sqrt{10{,}3} = 16{,}3$$

In fig. 4 è riportato il filtro completo. Nella costruzione meccanica occorre prevedere una buona schermatura fra le bobine L_1 ed L_2, che non devono essere accoppiate induttivamente fra loro.

A.

Misuratore di Capacità a Transistore

QUESTO PICCOLO capacimetro, costruito da una Ditta tedesca, funziona su una piccola batteria a secco ricaricabile al nickel cadmio. Un oscillatore a transistore fornisce la tensione alternata per la misura. La costanza a lungo periodo della calibrazione è rimarchevole, grazie all'assenza, in un transistore alimentato ben al disotto dei limiti massimi, di fenomeni di invecchiamento, comuni invece nel caso di tubi elettronici.

Il funzionamento nell'accumulatore assicura la massima costanza della tensione di alimentazione ed il funzionamento completamente autonomo. Un dispositivo di carica della batteria è incorporato nello strumento; esso va collegato a intervalli alla rete di qualsiasi tensione fra 110 e 220 V, per periodi dell'ordine di 8 ÷ 10 ore, che assicurano una ricarica completa.

Un transistore OC72 funziona come generatore ad una frequenza di qualche kilohertz. La tensione è applicata ad un divisore capacitivo, un ramo del quale è costituito dal circuito di misura che comprende uno strumento a bobina mobile da 50 μA in parallelo ad un diodo raddrizzatore.

La presenza del condensatore incognito C_x fra il puntale di misura e la massa altera il rapporto del divisore, e quindi la tensione applicata allo strumento. La scala è direttamente tarata in pF.

Mediante un commutatore si altera la porzione interna del divisore, realizzando le due portate 10 ÷ 10.000 pF e 0 ÷ 500 pF.

La resistenza variabile da 600 Ω regola l'ampiezza della tensione di misura, e viene usata per la regolazione dello zero elettrico dello strumento.

(dott. ing. Gustavo Kuhn)

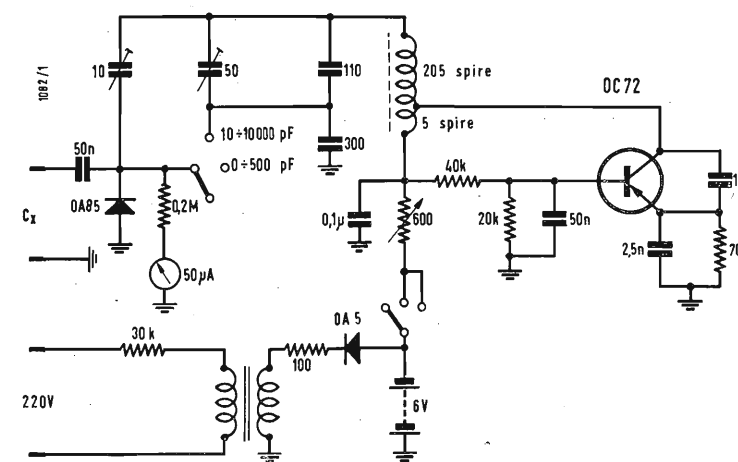



Fig. 1 - Circuito elettrico completo del capacimetro con oscillatore a transistore.

Modulatore di Misura con Diodo al Silicio*

1. - LIMITAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI A CORRENTE CONTINUA.

In numerosi sistemi industriali di misura o di controllo il trasduttore che segue le variazioni del fenomeno osservato è costituito da una termocoppia o da altri elementi sensibili che traspongono la variazione della grandezza osservata in una variazione elettrica, generalmente debole. Se questa tensione è alternata la sua amplificazione è sufficientemente facile ed in virtù di un adeguato impiego di controreazione un si fatto amplificatore può essere perfettamente stabile ed avere un guadagno rigorosamente costante.

Non è lo stesso se il segnale da amplificare è una tensione continua. Gli amplificatori per tensione continua sono stati oggetto di molti studi e grazie ad una buona stabilizzazione di tutte le tensioni di alimentazione, e ad un montaggio simmetrico e a degli artifici di compensazione si arriva a ridurre di molto la deriva che costituisce il difetto principale di questo genere di amplificatori. Ma dato che l'emissione elettronica dei catodi ha un carattere discontinuo, non è praticamente possibile ridurre la deriva dell'amplificatore a dei valori inferiori a 2 mV (tensione all'ingresso), cosa proibitiva per molte applicazioni. Esistono numerosi amplificatori per servomeccanismi che ripristinano lo zero in una maniera continua o periodica, ma sono questi dei dispositivi sufficientemente complicati.

Invece di amplificare direttamente la tensione continua, si preferisce dunque trasformarla tramite un modulatore di misura, in tensione alternata. Se la rivelazione è effettuata da un rivelatore di fase si ottiene un segnale che indica non solo la grandezza, ma anche il senso di variazione del segnale. Il modulatore di misura più noto è certamente quello a contatti vibranti chiamato « chopper » nella terminologia americana. È questo un vibratore eccitato da una tensione alternativa ausiliaria che interrompe la tensione continua producendo un'onda di tensione sensibilmente rettangolare. Come ogni sistema che comporta delle parti in movimento questi contatti nel tempo vengono a determinare delle avarie in funzione al loro deterioramento. Un vibratore statico è dunque preferibile e i diodi al silicio forniscono una soluzione elettronica molto elegante.

(*) HAAS, A., Modulateur de Mesure à Diodes au Silicium, *Electronique Industrielle*, Marzo-Aprile 1958, pag. 10.

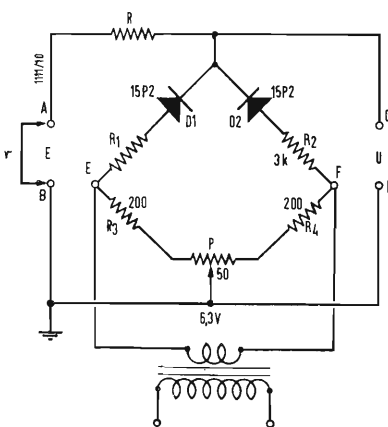



Fig. 1 - Schema del modulatore a diodi al silicio.

2. - PRINCIPIO DEL MODULATORE A DIODI.

Lo schema di principio di un modulatore a diodi è riprodotto nella fig. 1.

La tensione continua di misura è applicata fra A e B ad un ponte attraverso una resistenza in serie *R* e si ottiene il segnale di uscita fra i punti C e D.

Si consideri dapprima l'alternanza che rende il punto E positivo nei confronti di F. I diodi D_1 e D_2 collegati in serie e nello stesso senso non sono conduttori, e l'impedenza fra i punti C e D è molto elevata. La tensione continua V appare dunque all'uscita. Nel corso dell'alternanza seguente i diodi diventano conduttori e presentano una resistenza interna trascurabile nei confronti della resistenza serie *R*. Dato che anche le altre resistenze che compongono il ponte sono ugualmente di piccolo valore nei confronti di *R* l'insieme si comporta come un corto circuito, la tensione di uscita è nulla. Il circuito si comporta dunque come un interruttore che cortocircuita periodicamente la tensione continua all'uscita della resistenza serie *R*.

Bisogna evidentemente impedire alla tensione alternata di comando del modulatore di comparire nel circuito di misura.

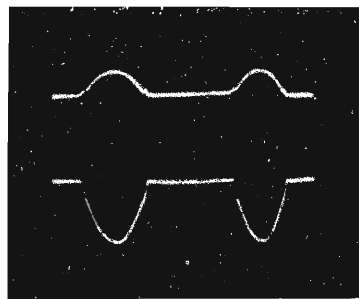



Fig. 2 - Forma della tensione alternata all'uscita del modulatore allorché il ponte non è equilibrato.

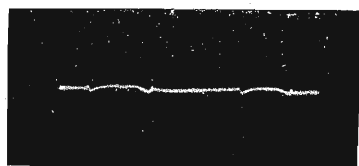



Fig. 3 - Modulatore equilibrato, nessun segnale è presente all'ingresso.

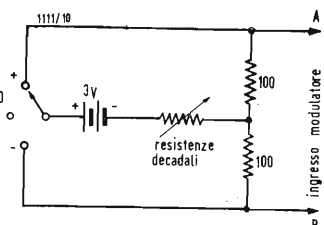



Fig. 4 - Circuito utilizzato per iniettare delle tensioni continue regolabili di polarità voluta.

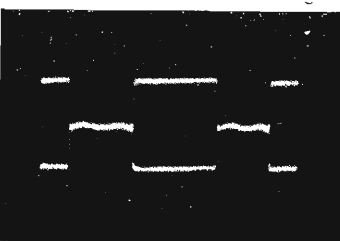



Fig. 5 - Aspetto dell'onda modulata per un segnale di 100 mV. Vi sono due fotogrammi successivi corrispondenti a due polarità.

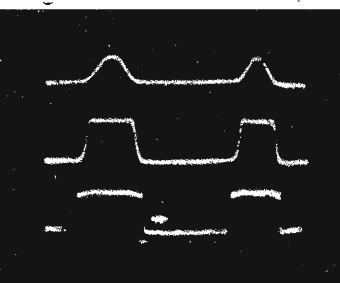



Fig. 6 - Influenza della tensione di commutazione che è stata posta di 0,5 V efficaci in alto, 1 V efficace al centro e 4 V efficaci in basso.

È per questo motivo che si utilizza un circuito a ponte. Come in un ponte di Wheatstone, i punti C e D sono alla stesso potenziale allorchè esiste l'equilibrio resistivo, e la tensione alternata così è eliminata.

Per regolare questo equilibrio è stato previsto il potenziometro di aggiustaggio *P*.

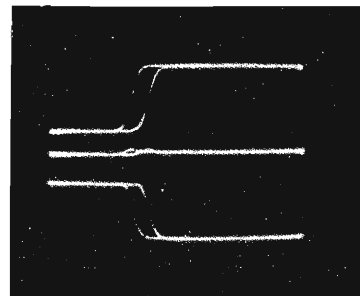



Fig. 7 - Caratteristiche di modulazione per un segnale positivo, nullo e negativo (spazzolamento sinoidale).

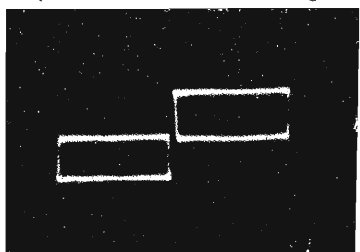



Fig. 8 - Caratteristiche di modulazione con spazzolamento sinusoidale; la fase è diversa.

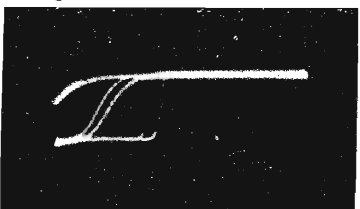



Fig. 9 - Influenza della tensione di commutazione sulla caratteristica di modulazione (spazzolamento sinusoidale).

3. - NECESSITÀ DI UTILIZZARE DEI DIODI AL SILICIO.

È stato ammesso all'inizio che la resistenza dei diodi è molto elevata nel senso inverso.

Allorchè i diodi al germanio presentano delle resistenze inverse assai variabili, ma che non sorpassano di molto il megaohm qui sono stati utilizzati dei diodi a giunzione al silicio del tipo 15P2 la cui resistenza inversa è maggiore di 100 megaohm.

Questi diodi sono del tipo subminiatura, tutto vetro, con riferimento a codice di colori. Essi supportano delle temperature nettamente più elevate di quelle sopportate dai diodi al germanio.

4. - ESAME OSCILLOGRAFICO DI UN MODULATORE.

Il funzionamento di un circuito elettronico è sovente interpretato con maggior chiarezza mediante l'osservazione di oscillogrammi. Gli oscillogrammi che vengono in seguito commentati riguardano il modulatore in oggetto. Prima di inserire la tensione continua, bisognerà equilibrare con accuratezza il ponte in C.A. Per delle sregolazioni differenti e di senso opposto determinate dal potenziometro *P*, si ottengono delle curve di tipo indicato nella fig. 2.

Si vede che la tensione parassita non può apparire che per una sola alternanza. Equilibrando meglio il ponte si ottiene una retta indicante, tramite delle leggere ondulazioni, la posizione delle alternanze di commutazione (vedasi fig. 3). Con l'aiuto del circuito di fig. 4 si possono applicare al modulatore delle tensioni continue di varia ampiezza con polarità variabile utilizzando un inversore a tre posizioni. In questa maniera è stata ottenuta per doppia esposizione la fig. 5.

La linea di base (di cui si vedono le ondulazioni) resta fissa, e l'applicazione di una tensione positiva e negativa di 100 mV provoca l'escursione rettangolare della macchia catodica verso l'alto o verso il basso. È da notare che l'oscilloscopio utilizzato comporta un amplificatore a corrente continua; altrimenti l'oscillogramma non si sarebbe centrato da solo senza tener conto delle componenti continue.

La tensione di eccitazione del modulatore deve essere sufficientemente ampia per spazzolare rapidamente le regioni curve dei diodi. La sua influenza sul funzionamento è illustrata dalla fig. 6, dove si vede, dall'alto verso il basso, l'onda modulata ottenuta con una tensione di eccitazione di 0,5, 1 e 4 V efficaci rispettivamente, con segnale continuo costante di 100 mV. Si vede che il rendimento del modulatore è cattivo per le tensioni di comando inferiori a 1 V efficace; la forma d'onda non varia praticamente per delle tensioni comprese tra 3 e 8 V efficaci. Non è dunque necessario stabilizzare la tensione alternata di eccitazione.

La rappresentazione della tensione modulata spazzolando sinusoidalmente è apparsa particolarmente esplicita. Per un angolo di fase dato, si ottengono così le tre curve della fig. 7, valevoli per un segnale positivo, nullo e negativo rispettivamente. Per maggior chiarezza, queste curve sono state sfalsate. Con uno sguardo solo si stima la grandezza e il senso della variazione. Per una diversa regolazione di fase si ottengono dei rettangoli posti sopra e sotto alla linea di base e l'oscillogramma si riduce ad un tratto per un segnale nullo (ved. fig. 8).

L'influenza della tensione di comando è rappresenta spazzolando sinusoidalmente sulla fig. 9. Le tre curve sovrapposte corrispondono a delle tensioni di 0,5; 1 e 5 V efficaci, la curva più appiatita è stata ottenuta con la tensione più debole.

5. - QUALCHE CARATTERISTICA DEL MODULATORE A DIODI.

Dall'articolo di L. Fleming: « Silicon Diode Chopper Stabilizes D. C. Amplifier » Electronics, Gen. 57, si è estratto qualche informazione supplementare su questo circuito modulatore. La resistenza *R* aumenta la resistenza di entrata del modulatore; essa deve

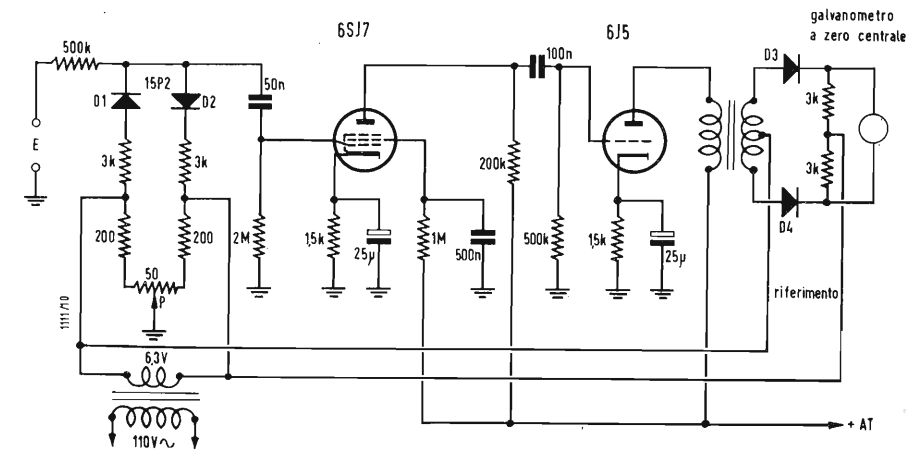



Fig. 10 - Esempio dell'amplificatore che utilizza un modulatore a diodi all'ingresso e un rivelatore di fase all'uscita.

essere debole di fronte alla resistenza inversa del diodo. Praticamente si potranno scegliere dei valori compresi fra 0,1 e 1 MΩ. Dato che i diodi non sono conduttori che per mezzo periodo, la resistenza d'ingresso effettiva è superiore a R. Per un ciclo di funzionamento del 50% (quello che è praticamente il caso in esame, come si può vedere sugli oscillogrammi), la resistenza d'entrata è uguale a 2 volte R. Un valore di 2 MΩ è dunque facilmente realizzabile.

La caratteristica di trasferimento rilevata sperimentalmente è lineare all'1% circa per tensione inferiori a 40 mV.

Il valore della tensione alternata picco-picco all'uscita è uguale a quella della tensione continua all'ingresso, la perdita di conversione è trascurabile. Per una tensione di comando di 6 V efficaci la tensione alternativa residua è di 200 µV.

Le resistenze R_1 e R_2 sono destinate a limitare la corrente nei diodi nel corso dell'alternanza di conduzione. Se il loro valore è superiore alla resistenza diretta dei diodi, le caratteristiche di quest'ultimi hanno un'influenza trascurabile sull'equilibrio del ponte durante l'alternanza di conduzione. L'effetto della temperatura sull'equilibrio del ponte è ugualmente trascurabile nella gamma delle temperature ambiente.

6. - PRINCIPIO DELL'AMPLIFICATORE COMPLETO.

L'oggetto di questo studio è soltando il modulatore a diodi. Sembra tuttavia necessario di fornire un esempio di applicazione pratica per dimostrare il principio di utilizzazione. L'amplificatore qui descritto (fig. 10) è stato montato rapidamente per fare una prova e le sue caratteristiche non hanno nulla di notevole. L'amplificatore a due stadi si termina con un trasformatore il cui secondario ha una presa intermedia.

Il rivelatore di fase è composto da due diodi al germanio D_3 e D_4.

La tensione di riferimento è iniettata fra il punto centrale del trasformatore e la giunzione delle due resistenze, un galvanometro a zero centrale è collegato ai morsetti di queste due resistenze. Un tale montaggio potrebbe essere utilizzato come rivelatore in un ponte a corrente continua. Per una tensione di 3 mV all'ingresso si è ottenuto sul galvanometro una deviazione di 20 µA.

Un guadagno più elevato è evidentemente auspicabile. Inoltre per ottenere un buon rendimento si tratterà di adoperare un adattamento conveniente fra le impedenze del rivelatore di fase.

(Raoul Biancheri)

Preamplificatori per Fotorelè*

1. - CONDIZIONI D'IMPIEGO DEI TRE AMPLIFICATORI PRESENTATI.

I fotodiodi possono essere alimentati con una tensione di qualche volt soltanto, ed è particolarmente interessante amplificare il segnale fotoelettrico con l'aiuto dei transistori.

Il primo apparecchio descritto è semplice, ma il suo funzionamento è assicurato soltanto in un locale in cui la temperatura abbia una piccola variazione, nell'intorno dei 18° centigradi. Il transistor utilizzato è del tipo OC71

Il relè deve funzionare per un numero di amper-spire assai ridotto, la sua resistenza è uguale a 2400 ohm; attrae per una corernte di 1300 µA e stacca per una corrente di 600 µA.

Il flusso luminoso è dell'ordine di 2500 lux. Si vede che la differenza fra la corrente di attrazione e di caduta è assai debole e che la quantità di luce ricevuta non è molto forte. Questa scelta è stata intenzionale per un primo esempio di applicazione che presenta qualche difficoltà. Questo esempio serve quale punto di partenza per altri studi di amplificatori con i quali si impiega un flusso luminoso maggiore;

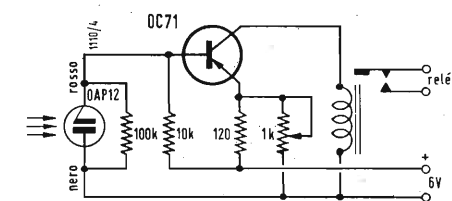



Fig. 1 - Schema di principio dell'amplificatore per foto-relè tipo A, previsto per funzionare ad una temperatura ambiente di 18° centigradi. Non è previsto alcun dispositivo circuitale per assicurare la costanza delle caratteristiche al variare della temperatura.

il funzionamento del relè è allora meno critico. La seconda realizzazione descritta è analoga alla prima, ma il suo funzionamento corretto può avvenire nel campo di temperatura da 0° a 50° centigradi. I fotodiodi utilizzati sono del tipo OAP12, la loro sensibilità è di 2 µA circa per 100 lux. (Le cellule fotoelettriche fabbricate con la tecnica comune hanno presentato per questo impiego una sensibilità di 5 µA per 100 lux) il terzo apparecchio equipaggiato con un transistore OC72. Il flusso luminoso disponibile è più forte, i limiti di temperatura ambiente sono più estesi e precisamente da — 5° centigradi a + 50° centigradi.

Il relè esige una corrente di lavoro di 20 mA.

La sorgente di luce utilizzata è costituita da una semplice lampadina per illuminazione di una scala parlante di radioricevitore del tipo a 6,3 V-0,3 A.

Questa lampadina è disposta a 5 cm. dalla cellula nell'assieme equipaggiato con i transistori OC71. Nel terzo esempio si è aggiunto un riflettore di 30 mm. e la lampada è a qualche centimetro dalla cellula.

2. - COMPLESSO FOTO-RELÈ TIPO A.

Lo schema di principio dell'amplificatore è rappresentato nella fig. 1.

Le variazioni di resistenza della cellula OAP12, sotto l'influenza della luce, modificano la corrente di base le cui variazioni sono quindi amplificate dal transistore. Il relè costituisce il carico del collettore del transistore

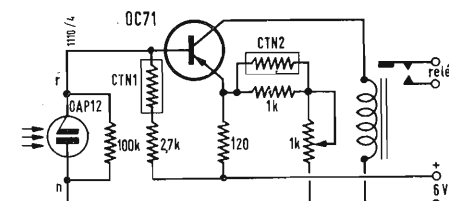



Fig. 2 - L'amplificatore tipo B funziona correttamente nella gamma di temperatura compreso tra 0 e 50° centigradi; la stabilità della temperatura è assicurata da due resistenze CTN (CTN1: tipo 83922; CTN2: tipo B8-320-01-P/500.E della ditta C.O.P.R.I.M.).

stesso. L'emettitore è collegato ad un partitore di tensione di cui una delle resistenze variabili (valore massimo uguale a 1 kΩ) serve a regolare la soglia di funzionamento, vale a dire, la corrente di riposo nel circuito del collettore.

La regolazione deve essere effettuata in un ambiente che corrisponda alla temperatura media rilevata in un locale in cui l'apparecchio è utilizzato.

È necessario conoscere le caratteristiche di attrazione del relè. Queste caratteristiche possono essere rilevate sperimentalmente in una maniera molto semplice, con l'aiuto di una batteria, di una resistenza variabile e di un milliamperometro a bassa resistenza. Si ricordi che la corrente di riposo e la corrente di lavoro del transistore aumentano allorchè la temperatura cresce e che le caratteristiche dei fotodiodi contribuiscono, sotto l'influenza di una elevazione di temperatura all'aumento di corrente del collettore. Si può notare che una resistenza di 0,1 megaohm è stata disposta in parallelo sul fotodiodo: questa resistenza riduce un poco la deriva dovuta alle variazioni di temperatura.

Queste variazioni producono, in effetti, una forte alterazione del valore della resistenza inversa del diodo. A

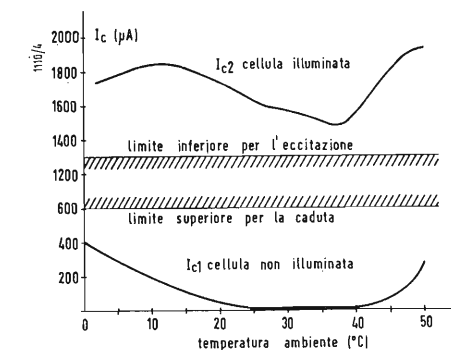



Fig. 3 - Curve rappresentanti la corrente del collettore in funzione della temperatura ricavate per la soglia di attrazione e di caduta del relè.

22° centigradi sono state fatte le seguenti misure:

corrente del foto diodo OAP12:
a riposo 11 µA
con illuminazione 100 µA

corrente del collettore del transistore OC71:
a riposo 20 µA
con illuminazione 2000 µA

3. - COMPLESSO FOTO-RELÈ TIPO B.

Lo schema di principio (fig. 2) è lo stesso di quello relativo al caso precedente, ma in esso sono stati introdotti dei circuiti di stabilizzazione affinchè il relè comandato possa funzionare con tutta sicurezza nella gamma di temperatura fra 0 e 50° centigradi.

Se si diminuisce la resistenza disposta fra la base e la massa di un transistore si osserva una diminuzione della corrente del circuito del collettore. Orbene, una resistenza il cui coefficiente di temperatura è negativo, ha un valore che diminuisce quando questa resistenza è sottoposta ad un aumento di temperatura. Una resistenza di questa categoria (CTN) è stata quindi utilizzata come resistenza del circuito di base, ma una resistenza normale è stata aggiunta nel caso si voglia regolare ad un valore voluto la resistenza totale a 50° centigradi. Tuttavia la correzione così apportata non è ancora sufficiente perchè il circuito possa funzionare normalmente nella gamma di temperatura fissata. Bisogna ancora apportare una piccola correzione nel circuito dell'emettitore.

Si aggiunge, in serie con la resistenza di regolazine, una resistenza CTN. Per un aumento di temperatura corrisponderà allora un aumento della tensione dell'emettitore nei confronti della massa, dunque una modifica della corrente di base in un senso tale che ne consegua una diminuzione della corrente del collettore, quello che è infine il risultato ricercato. Una resistenza normale di kΩ ha dovuto essere disposta in parallelo sulla resistenza CTN al fine di ridurre il valore reale della resistenza globale, allorchè la temperatura tende verso lo zero.

Nella fig. 3 è stata rappresentato:

1) Le variazioni della corrente del collettore in funzione della temperatura;

2) Il limite al disotto del quale il relè cessa di attrarre;

3) Il limite al disopra del quale il relè non diseccita più;

Si vede che un margine di sicurezza è stato mantenuto alle due estremità della gamma di temperatura.

L'aspetto delle curve indica tuttavia

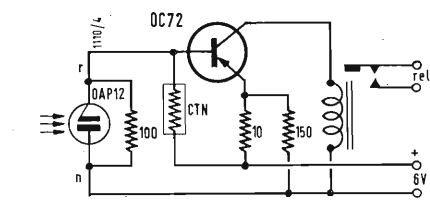



Fig. 4 - L'amplificatore tipo C è previsto per funzionare con un flusso luminoso più intenso (18.000 lux circa); in una gamma di temperatura fra — 5 e + 50° centigradi, in questo caso è previsto una sola resistenza CTN (CTN: B8-320-07-P/4.7K).

che è prudente di non allontanarsi dai limiti fissati. Il principio dei dispositivi di correzione indicati può essere esteso anche ad altre categorie di amplificatori per foto-relè, regolando opportunamente il valore delle resistenze CTN e delle resistenze fisse che completano i circuiti di compensazione.

Si regolerà la corrente del collettore ad un valore nullo per una temperatura media e con cellula non illuminata. A seconda dei fotodiodi e dei transistori impiegati può accadere che si debba bloccare maggiormente il transistore alla temperatura media scelta, ma bisognerà verificare che la corrente di eccitazione possa ancora essere raggiunta.

La prova in un forno è dunque una cosa necessaria a meno che non ci si limiti alla prova di temperatura entro l'ambiente in cui questo apparecchio dovrà funzionare.

4. - COMPLESSO FOTO-RELÈ TIPO C.

In questo esempio di applicazione il flusso luminoso è dell'ordine di 18 000 lux. La sorgente luminosa impiegata è una lampadina da 6,3 volt 0,3 A del tipo a siluro disposta a qualche cm dalla cellula di fronte ad un riflettore di 30 mm. Il transistore utilizzato è del tipo OC72.

La resistenza del relè è di 200 ohm; L'eccitazione avviene per una corrente di 20 mA.

L'esame della fig. 4 indica che lo schema di principio utilizzato è identico agli schemi precedenti. Una resistenza CTN di 4,7 kΩ costituisce la resistenza di base. Se l'apparecchio deve funzionare ad una temperatura dell'ordine di 20° centigradi, questa resistenza può evidentemente essere sostituita con una resistenza normale. Il carico di sicurezza di funzionamento è assai importante perchè si possa evitare l'impiego di una resistenza variabile per la regolazione della soglia di riposo. Il partitore di tensione proposto è tale che la corrente del collettore, a riposo, è largamente inferiore al valore per il quale il relè cade.

Delle prove effettuate con un flusso luminoso ridotto sensibilmente a 8000 lux si sono potuti tabellare i seguenti risultati:

temperatura ambiente t (°C)	I collettore (a riposo I_c 1 (µA)	I collettore (con cellula illuminata) I_c 2 (mA)
— 4°	200	12
0°	100	12,5
20°	20	12,5
50°	50	13

5. - CONCLUSIONE.

Gli amplificatori descritti in questa breve rassegna riguardano delle applicazioni assai differenti. A seconda del flusso luminoso disponibile, del tipo di relè, del percorso del fascio luminoso; si sceglierà, tra questi il tipo di transistore che meglio si addice allo scopo.

Ciononostante si potrà ugualmente modificare a seconda dei casi i valori delle resistenze.

Si ricorda che bisogna scegliere la resistenza del relè tale che con la corrente del collettore media normale, la caduta di tensione ai capi della bobina del relè sia assai elevata, al fine che il calore dissipato sul collettore non sorpassi mai il valore massimo ammesso.

A.

(*) GONDRY, R. GUILLAUME, M., Trois Amplificateurs pour Photo-relais, *Electronique Industrielle*, marzo-aprile 1958, pag. 13.

LE PROMESSE DELL'ATOMO

È uscito di recente, per i tipi della Harvard University Press, un lavoro di Donald J. Hughes dal titolo « On Nuclear Energy: Its Potential for Peacetime Uses ».

Il lavoro reca una prefazione del Presidente della Commissione americana per l'Energia Atomica, Ammiraglio Lewis L. Strauss, che contiene, tra l'altro questo preciso giudizio: « Questo libro fornirà al lettore ansioso di approfondire le sue conoscenze sulle promesse e sui problemi di una nuova arte che già tocca la vita di tutti noi, un'esperienza veramente promettente ».

La storia che narra come si è giunti a domare l'immensa quantità di energia, racchiusa nei nuclei degli atomi di alcuni elementi pesanti e leggeri, è forse la più importante dei nostri tempi e in realtà la più importante da quando il leggendario Prometeo insegnò all'uomo a servirsi del fuoco e lo pose così in grado di iniziare quella marcia senza soste che lo ha portato dalle caverne al satellite artificiale.

Tutta la nostra civiltà tecnologica, dalla macchina a vapore ai satelliti artificiali, si basa sull'uso controllato del fuoco chimico che dipende interamente da combustibili fossili le cui riserve sono esauribili. Nell'energia atomica, invece, l'uomo ha per la prima volta a disposizione una fonte di energia praticamente inesauribile che gli permetterà di creare una civiltà industriale ancora più alta e più ricca come promesse di ogni sogno da lui finora concepito.

Il fatto che questa nuova forza sia stata per la prima volta applicata nel creare l'arma più distruttiva finora conosciuta, arma che ha dato per la prima volta all'uomo il potere di distruggere quella civiltà che egli stesso ha costruito nel corso di millenni, rappresenta una delle grandi ironie della storia. Ed è proprio per questo grande potenziale di distruzione che l'energia atomica presenta, che l'individuo medio la considera più una minaccia per la sua esistenza che una forza che reca in sè la promessa di un mondo nel quale alcune delle cause fondamentali di conflitto saranno eliminate per sempre.

Nel suo libro sulle possibilità di utilizzazioni di pace dell'energia nucleare, Donald J. Hughes, che svolge la sua attività presso il Laboratorio Nazionale Brookhaven, illustra con chiarezza un argomento che il profano di media cultura trova difficoltà a comprendere. Questo libro, inoltre, viene pubblicato in un momento in cui una piena conoscenza delle promesse dell'energia atomica è più che mai necessaria per permettere un giudizio equilibrato sui fatti e sugli avvenimenti anche politici. La verità è che la potenza benefica dell'atomo supera di gran lunga la sua potenzialità distruttiva e che questa stessa potenzialità non ha servito soltanto da scudo protettivo per il mondo libero ma anche quale mezzo per rendere, con il passare del tempo, la pace sempre più inevitabile.

Hughes appartiene a un gruppo di giovani fisici nucleari che da molti anni lavora nel settore dell'energia atomica, dapprima alle applicazioni belliche segrete destinate ad utilizzare questa energia per vincere la guerra e più tardi nella ricerca delle leggi che governano le forze fondamentali in quel mondo infinitesimo ma infinito che è il nucleo dell'atomo. Egli è quindi la persona più adatta a trattare tale argomento.

Il suo lavoro illustra l'intero settore delle applicazioni di pace dell'energia nucleare e spiega, in un linguaggio facile e piano, gli elementi fondamentali della fissione e della fusione, la reazione a catena, lo sprigionamento dell'energia atomica e l'ampia gamma delle utilizzazioni dei radioisotopi nell'industria, nell'agricoltura, nella biologia e nella medicina.

Un capitolo, intitolato « L'Atomo Internazionale », contiene i riassunti più completi dei vari programmi intrapresi dalle nazioni del mondo perchè le popolazioni godano dei benefici dell'energia atomica. Il volume si chiude con un lucido capitolo sulle promesse che offrirà l'utilizzazione dell'energia da fusione, sprigionata oggi dall'esplosione della bomba ad idrogeno, quale fonte praticamente inesauribile di energia, quando gli oceani forniranno l'idrogeno quale combustibile per vese centrali che riprodurranno il processo che si svolge all'interno del sole. (l. b.)

I Transistori come Elementi di Commutazione

(segue da pag. 373)

forte saturazione senza inconvenienti, anzi in tal modo viene anche ridotto il tempo di salita.

6. - CONCLUSIONI.

Allo stato attuale dello sviluppo dei transistori non è possibile fare una preciso raffronto fra i circuiti di commutazione a relé e quelli a transistori. Si può solo fare osservare la maggior velocità di funzionamento dei circuiti a transistori. Il principale inconveniente che si riscontra nei circuiti a transistori è che non è possibile avere una commutazione fra un potenziale negativo e un potenziale esattamente eguale a quello di terra, a causa della piccola corrente $I_{c'o}$.

Questo articolo ha trattato solo il caso di circuiti con transistori a giunzione *p-n-p*, e non ha considerato altri tipi di transistori che richiederebbero una trattazione diversa.

Nella fig. 14 sono fotografati vari tipi di transistori a giunzione attualmente in commercio. A.

Struttura Logica dei Calcolatori Elettronici

(segue da pag. 365)

Il numero da scalare, in AC, è subito scalato di un bit con l'ordine 8. Subito dopo il numero così parzialmente scalato è riposto in una cella di comodo, sia la 0102, e si annota l'avvenuto scalamento riducendo di una unità il valore *n* che specificava appunto quanti scalamenti si desiderano. Siccome *n* non è noto a priori, occorre analizzare se esso è divenuto zero a causa di questa sottrazione (cosa che si verifica se inizialmente $n = 1$). Allo uopo servono le istruzioni (0025), (0026) che si ispirano alla tecnica precedentemente descritta per il controllo di numero nullo. Se *n* non è zero, si riprende tutto daccapo con le istruzioni (0027) e (0028): si esegue cioè una *maglia* di programma, o « loop ». È evidente che la maglia è eseguita tante volta quante ne vuole il parametro *n*. Alla fine esso diventerà zero, in 0102 si avrà il numero scalato *n* volte; l'istruzione (0029), eseguita si noti bene solo questa volta, lo restituisce in AC. L'intera subroutine *simula* quindi il comportamento di un calcolatore più grosso, munito degli accorgimenti tecnici atti a rendere direttamente fattibile uno scalamento di *n* posizioni binarie.

Queste tecniche di simulazione sono estesamente usate nei cosidetti Programmi Automatici di tipo compilativo o interpretativo, nei quali anche con un calcolatore così semplice come quello descritto mediante gli ordini sinora presentati basta una sola « Pseudo-Istruzione » per comandare operazioni complesse come radici quadrate, seni, coseni, integrazioni numeriche ed operazioni di calcolo vettoriale.

Tutto questo basta a dare una pallida idea del grado di automatismo conseguito nei calcolatori elettronici. Sfruttando il fatto che le istruzioni non sono altro che configurazioni numeriche, esse possono essere « calcolate » aritmeticamente e logicamente del programma stesso, che viene così ad automodificarsi. In particolare è di grandissima importanza il calcolo dello indirizzo, che consente di impiegare la stessa istruzione-base per molti e diversi operandi.

La modifica combinata sia del codice operativo sia dell'indirizzo sta alla base di molti programmi estremamente automatici, riproducenti il comportamento del cervello umano in attività tipiche quali le traduzioni linguistiche, la recensione di articoli e la esecuzione numerica di algoritmi matematici.

(continua)

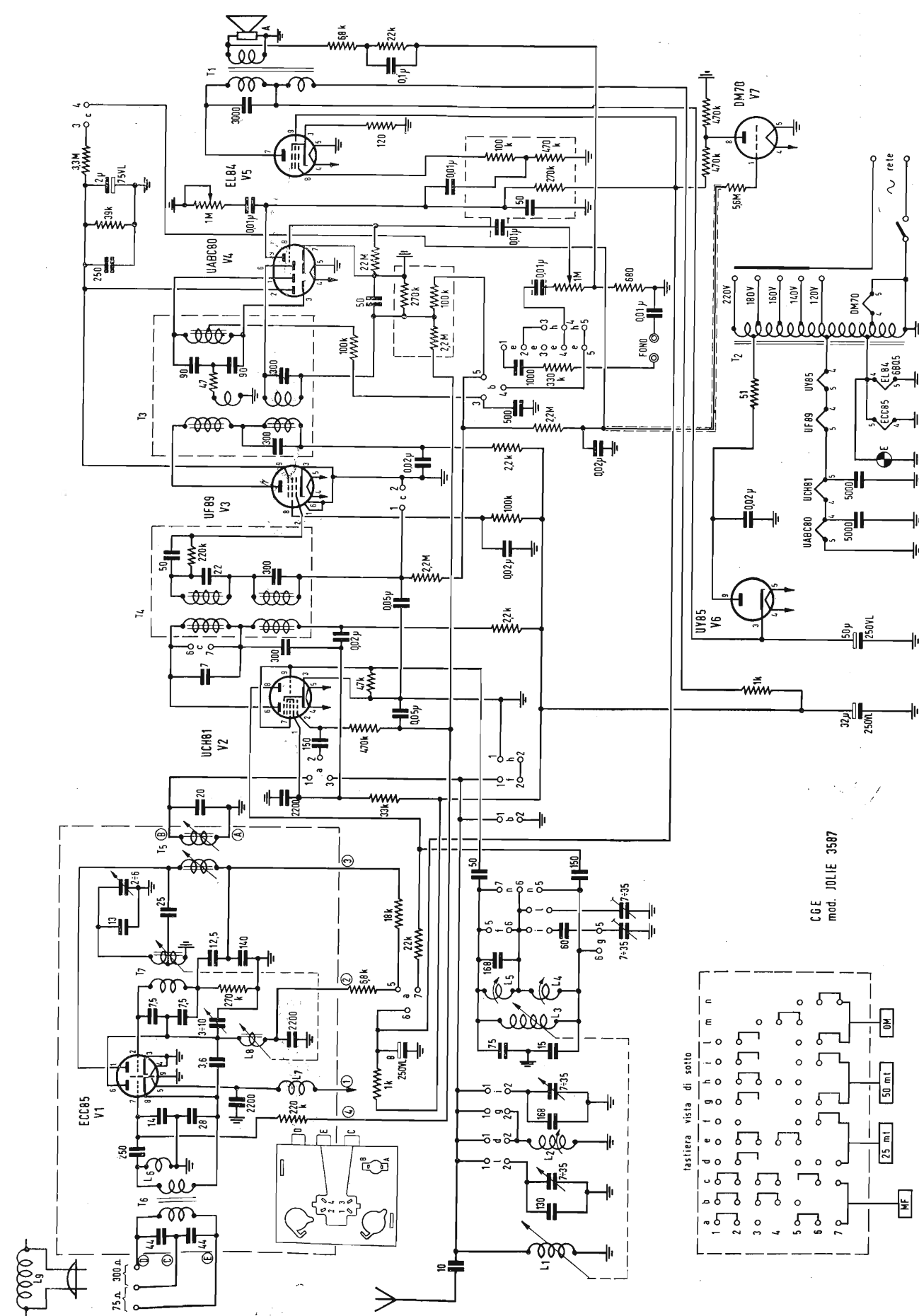
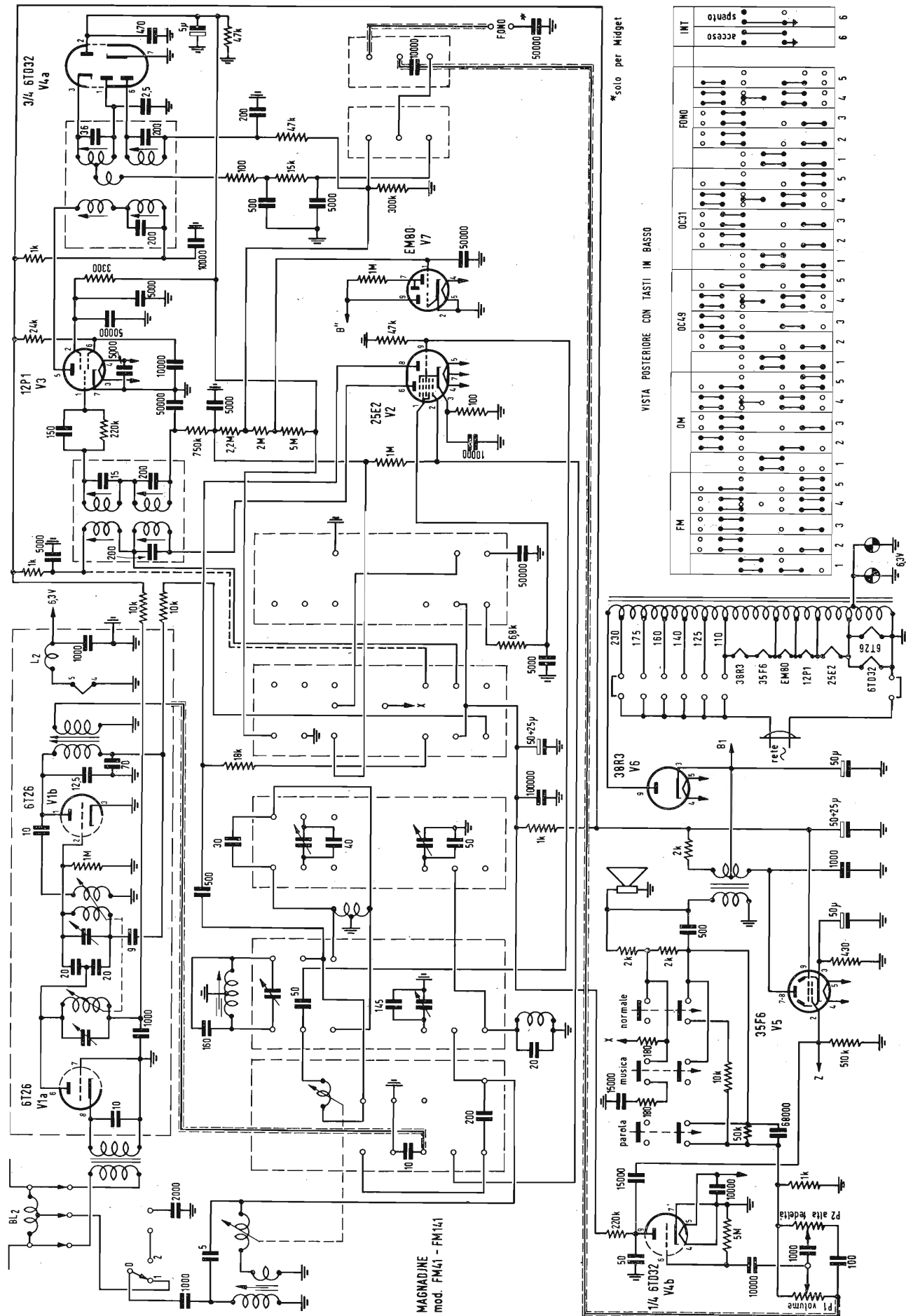
Aspetti Europei della TV a Colori

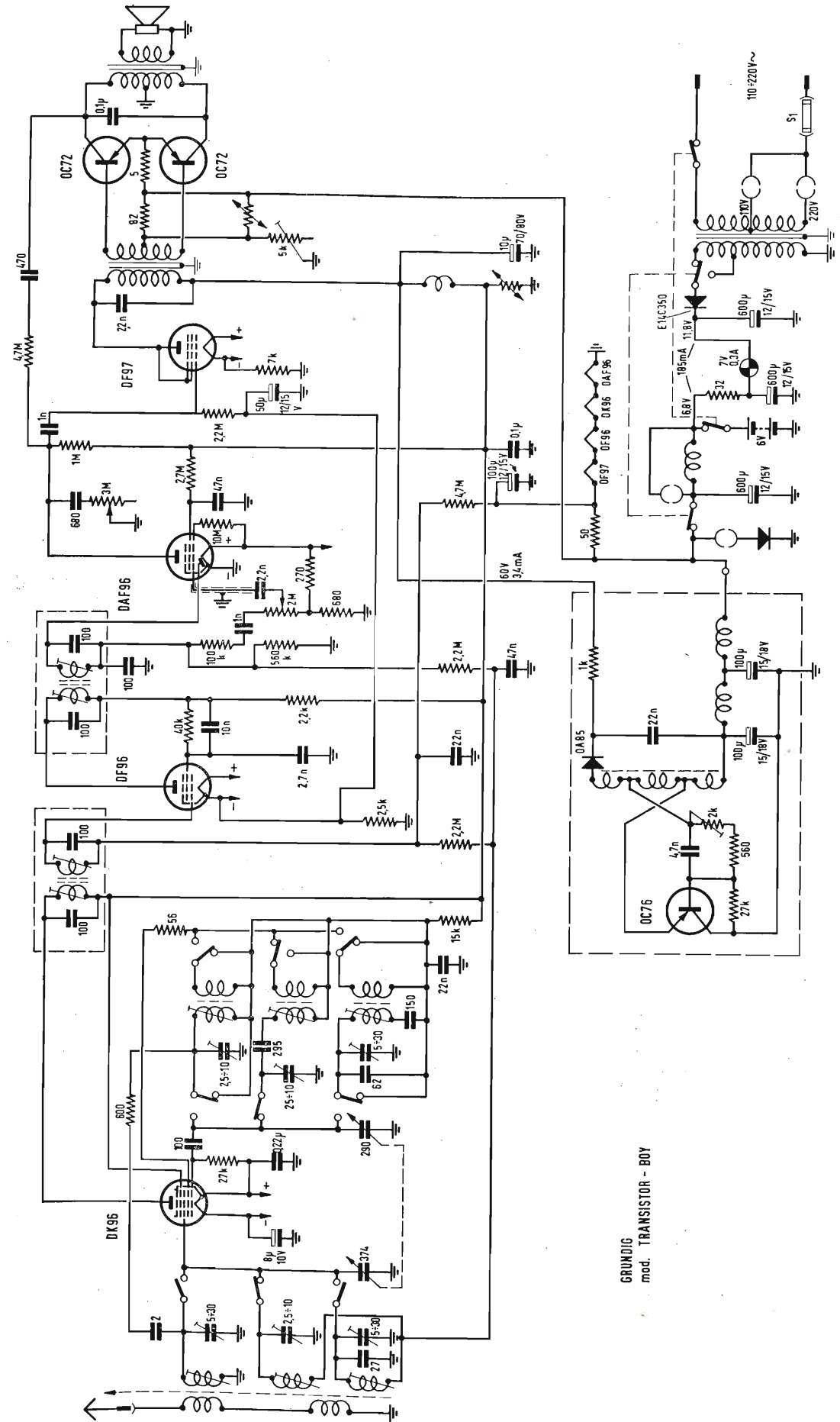
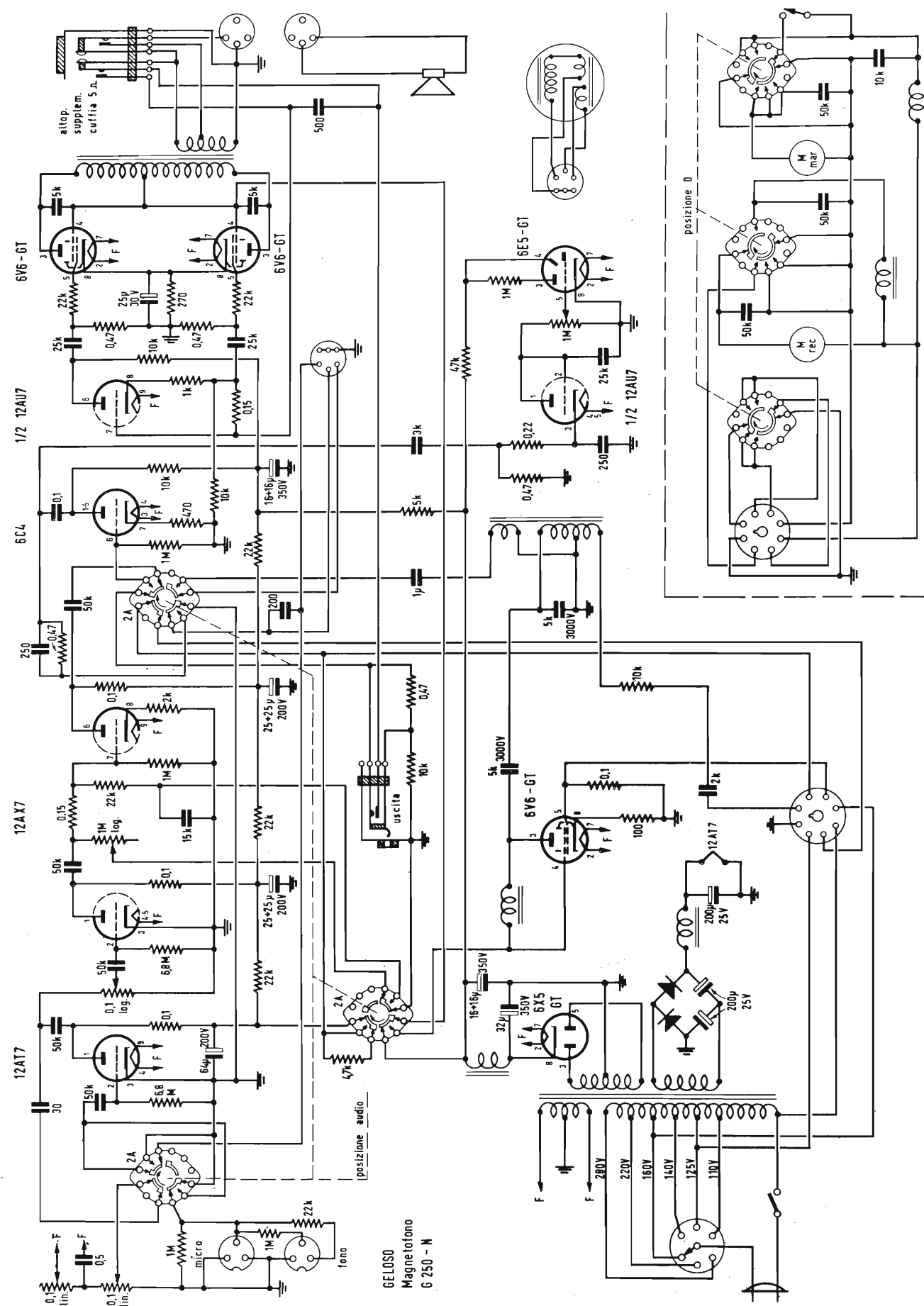
(segue da pag. 337)

E' vero d'altronde che per il ricevitore a colori esiste anche la soluzione ottima ed efficiente, costituita dall'apparecchio a proiezione munito di tre tubi catodici, dai colori complementari. E' questa anzi una soluzione che, a prescindere dalla maggiore complessità d'impiego pratico (dovute essenzialmente alla proiezione dell'immagine su uno schermo separato), si presenta molto efficiente, di uso praticissimo e di regolazione forse meno critica del ricevitore domestico munito di tubo a maschera, a visione diretta.

E' giunto perciò anche per il nostro Paese, anche se buon ultimo nel panorama mondiale della TV a colori, il momento di incominciare ad accostarsi a questa tecnica che seppure non fondamentalmente diversa dalla attuale tecnica del bianconero, pur tuttavia presentare dei profili di particolare originalità e concezione che devono essere meditati ed assorbiti dai nostri tecnici.

A. BANFI

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM-FM, CGE, MOD. JOLIE 3587

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM-FM, MAGNADYNE, MOD. FM41 · FM141

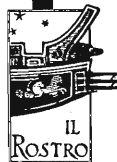
MAGNADJNE
mod. FM41 - FM141

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM GRUNDING, MOD. TRANSISTOR BOY

SCHEMA ELETTRICO DEL MAGNETOFONO GELOSO, MOD. G250-N

GELOSO Magnetofono G 250 - N

E' uscito il

5° Schemario TV

Formato aperto 43x31,5
Costo L. **2500**

Comprende 60 schemi circuitali nuovi, delle più note Case costruttrici italiane ed estere. E' la continuazione di una raccolta che non può mancare ai teleriparatori ed agli studiosi TV.

IL ROSTRO

E' in vendita presso la
Ed. il Rostro - Via Senato, 28 - Milano - Tel. 798.230 - 702.908

VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE

TUBI T.V.

ACCESSORI RADIO E T.V.

SCONTI ECCEZIONALI

PHILIPS - TELEFUNKEN
FIVRE - MARCONI
R.C.A. - SILVANIA - DUMONT
TRANSISTORI

RADIO ARGENTINA - ROMA
VIA TORRE ARGENTINA, 47 - TELEF. 565.989

RICHIEDERE OFFERTA

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA «PHILIPS»
Sede: **MILANO** - Via G. Dezza 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilim.: **MILANO** - Via G. Dezza 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.
Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO

Inoltre, possiamo fornirVi lamelle con lamiera a cristalli orientati, con o senza trattamento termico.

La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

SELEZIONE di TECNICA RADIO-TV

L'iscrizione allo schedario si ottiene versando lit. 150 sul c.c.p. N° 3/23395 G. B. Castelfranchi - Via Petrella, 6 - Milano.

Gratuitamente *potrete ricevere tutti i numeri di questa Rivista, inviando questo tagliando:*

Spett. Ditta G. B. CASTELFRANCHI - Via Petrella, 6 - Milano

Prego voler cortesemente iscrivere il mio indirizzo sul Vostro Schedario

COGNOME ____________ NOME ____________

VIA ____________

CITTÀ ____________
(Prov. ____________

Tagliando "**ANTENNA**"

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. TIPEZ - V.le G. da Cermenate, 56